radio fernsehen elektronik

20·72

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

2. Oktoberheft · Preis 2,00 M
Verlagspostort Leipzig · Für BRD Berlin

- **Das Verhalten von Bildaufnahmeröhren bei der Übertragung bewegter Objekte**
- **UHF-Konverter in Streifenleitertechnik**
- **Über die Dimensionierung wechselspannungsbelasteter Kleinkondensatoren**

Menschen messen Zeit und Raum

Die Geschichte des Meßwesens von den Anfängen bis zur Gegenwart

Von E. Padelt

168 Seiten,
101 Abbildungen,
10 Tafeln,
Leinen 9,50 M

Das Buch behandelt in allgemeinverständlicher Art die Entwicklung des Meßwesens und der Meßgeräte, wobei sich die Betrachtung auf die geometrischen und zeitlichen Größen beschränkt. Ausgehend von einer kurzen Darstellung dessen, was wir im täglichen Leben, in Wissenschaft und Technik messen, wird der Begriff des Messens eingehend erläutert.

Im ersten Hauptteil wird ein Überblick über die Entwicklung der Zeitmessung von den Anfängen bis zur Atomuhr gegeben. Anschließend wird der Kalender behandelt. Den zweiten Hauptteil bildet die Behandlung der Längenmeßtechnik vom ägyptischen Meßstrick bis zur Wellenlängendarstellung des Meters und der Winkelmessung.

Durch jede Buchhandlung erhältlich

Am Kampf um das Meter wird gezeigt, daß sich solche Grundeinheiten auf der ganzen Erde durchsetzen mußten, um Technik, Handel und Verkehr möglich zu machen.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Auch Kleinanzeigen haben **große** Werbewirkung

Suche
Rs.-Messer RM 1 u. RM 2
o. ä. Ind.-Gerät. Zuschriften unter Nr. 5851 DEWAG, 47 Sangerhausen

Verkaufe
Zeitschrift „Funktechnik"
vollst. Jahrg. 1968 – 1971, je Jahrgang 15,– M.
A 548225 BZ-Filiale, 1017 Berlin

Verkaufe neuwertigen
Breitband-Wobbelgenerator
mit Sichtgerät 250 kHz bis 1000 MHz.
TK 5313 DEWAG, 1054 Berlin

Ingenieur für Seefunk,
erlernter Beruf Funkmechaniker, in leitender Stellung, englische Sprachkenntnisse, sucht neuen Wirkungskreis. Wohnung Bedingung.
Angebote unter Nr. 2609 an die DEWAG, 259 Ribnitz-Damgarten

Verkaufe
Zählfrequenzmesser,
Typ 3506, vom Funkwerk Erfurt (0–1 MHz), in gutem Zustand, für 1000,– M.
Angebote unter TK 5310 Dewag, 1054 Berlin

TRAFO-BLECHE
nach TGL liefert
Wehes
8028 DRESDEN
Clara-Viebig-Straße 5
Kein Einzelverkauf!

Bieten neuen
3-Schleifen-Oszillographen
mit einigem Zubehör.
Suchen
Sioskop, Picoskop
oder ähnlichen Oszillographen.
VEB
IFA Getriebewerke
Brandenburg
18 Brandenburg,
Wilhelm-Bahms-Straße

Zu unserem Titelbild

Im Banne der Technik! Selbstvergessen probieren vier junge Männer die Anlage „RK 5 – Sensit" auf der Herbstmesse 1972. Unser ausführlicher Messebericht folgt im nächsten Heft.

Foto: E. Müller

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Standard-Interface für das ESMP
- Informationssignal- und Steuersignal-Prüfsystem
- Prüfgerät für FETS
- Herbstmesse 1972
- Reiseempfänger „Stern-Dynamic"
- Elektronischer Umschalter zur zeitmultiplexen Darstellung mehrerer Meßsignale auf einem Einstrahloszillografen

СОДЕРЖАНИЕ

Поведение телевизонных передающих трубок при передаче движущихся объектов 653

УКВ-конвертор в технике полосковых линий 658

Представление измерительных приборов ГДР группы 19 (14), синхронизируемые кварцевые цифровые часы PZ-12 661

Цифровая обработка данных 62 663

Цветной телевизор 6 665

Для сервиса 667

Аналогово-цифровой преобразователь электронной измерительной техники, часть 2-я 670

Триггер Шмитта с самоблокировкой 673

Измерительная техника бытовой акустики: измерительная техника искажений, часть 2-я 675

Соображения по поводу расчёта малых конденсаторов при нагрузке переменным током в схемах информационной техники 677

IN THIS ISSUE

The Behaviour of Camera Tubes during the Transmission of Moving Objects 653

UHF Converter in Strip Conductor Technique 658

Presenting Measuring Instruments from the G.D.R. Group of Sets 19 Synchronizable Digital Quartz Clock PZ-12 661

Digital Information Processing 62 663

Colour Television Receivers 6 665

Service Informations 667

Analog-Digital Converters of Electronic Measuring Technique, Part 2 670

Schmitt-Trigger Circuit With Storage Capacity 673

Measuring Instruments for Home Acoustics Distortion Measuring Sets, Part 2 and Conclusion 675

The Design of Small Capacitors Loaded by Alternating Current in Circuits of the Information Technique. 677

Sie lesen in diesem Heft

Das Verhalten von Bildaufnahmeröhren bei der Übertragung bewegter Objekte 653

UHF-Konverter in Streifenleitertechnik 658

Vorstellung von Meßgeräten der DDR Gerätegruppe 19 (14) Synchronisierbare Digital-Quarzuhr PZ-12 661

Digitale Informationsverarbeitung 62 663

Farbfernsehempfänger 6 665

Für den Service 667

Analog-Digital-Umsetzer der elektronischen Meßtechnik, Teil 2 670

Schmitt-Trigger mit Speichervermögen 673

Meßtechnik für die Heimakustik: Verzerrungsmeßtechnik, Teil 2 und Schluß 675

Uber die Dimensionierung wechselspannungsbelasteter Kleinkondensatoren in Schaltungen der Informationstechnik 677

OBSAH

Chování snímacích elektronek při přenosech pohyblivých předmětů 653

Uvf-konvertor konstruovaný technikou páskových vedení 658

Měřicí přístroje z NDR (kategorie 19, přístroj 14) Synchronizovatelné číslicové křemenné hodiny 661

Číslicové zpracování informací 62 663

Přijímače barevné televize 6 665

Pro servis 667

Analogově-číslicové převodníky elektronické měřicí techniky, díl druhý 670

Nesouměrný spouštěcí obvod 673

Měřicí technika pro bytovou akustiku Měření zkreslení, díl druhý 675

Úvahy k dimenzování střídavým napětím zatížených malých kondenzátorů v obvodech informační techniky 677

Unsere Leser schreiben

Betr.: Empfang von Farbsendungen im I. Programm, rfe H. 23/71 S. 779

Voraussetzung für einen Farbempfang im I. Programm ist die Umgestaltung der gesamten Übertragungskette. Es müssen Anlagen eingesetzt werden, die für eine normgerechte Übertragung von Farbfernsehsignalen geeignet sind. Die Anschaffung solcher Geräte ist für das Fernsehen mit einem erheblichen finanziellen Aufwand verbunden und es ist nicht möglich, dieses in kürzester Frist durchzuführen ... Trotzdem ist es möglich, durch eine optimale Ausnutzung der bereits vorhandenen Studiotechnik des II. Programmes, auch im I. Programm Farbsendungen abzustrahlen, zumal einige Richtfunk-Übertragungsstrecken sowie einige Sender (Beispielsweise: Dresden – Kanal 10-VHF) bereits farbtüchtig gemacht wurden. Ein Versuch von Farbübertragungen über das gesamte Sendernetz des I. Programmes wurde während der Olympiade in Sapporo vorgenommen. Zu diesem Versuch wurde die Studiotechnik des II. Programmes eingesetzt. Die Qualität des empfangenen Bildes war im Raum Dresden mit „gut" zu bewerten. Oftmals wird auch bei in Farbe produzierten Sendungen zur Ausstrahlung im I. Programm die Studiotechnik des II. Programmes eingesetzt, so daß diese Sendungen dann farbig empfangen werden können. Allerdings werden die nötigen Kennimpulse zum Öffnen des Farbkanals nicht mitgesendet, so daß keine elektronische Umschaltung des Gerätes auf Farbwiedergabe erfolgt. Beim „Color 20" braucht allerdings lediglich R_{409} in seinem Wert verringert zu werden.

(Weitere Hinweise rfe H. 23/71, S. 779)

Dieser Eingriff, der allerdings nicht in der Garantiezeit vorgenommen werden darf, hat keine nachteiligen Folgen für das Gerät. Allerdings muß in der Regel bei Schwarz/Weiß die Farbtaste beim Gerät gedrückt werden. Mit dieser Taste wird der Farbkanal abgeschaltet, so daß etwaige farbige Rauschanteile sich nicht mehr störend bemerkbar machen ... Voraussetzung für einen guten Farbempfang ist allerdings auch eine den Anforderungen genügende Antenne, die möglichst auf dem Dach angebracht werden sollte! Es wäre zu begrüßen, wenn der Produzent den Werkstätten gestatten würde, auch während des Garantiezeitraumes eine Neueinstellung des R_{409} vorzunehmen. Dadurch könnten viele Zuschauer auch vor offiziellem Beginn des Farbfernsehens im I. Programm die Möglichkeit zum Empfang dieser Sendungen erhalten.

W. L., 83 Pirna

*

Vor einiger Zeit weilte ich zu einem Erfahrungsaustausch in einer Betriebsberufsschule in Berlin. Hier zeigten mir die Kollegen unter anderem auch einen Katalog über das mechanische Baukastensystem (MBKS) des ESEG.

Da für den Klub Junger Techniker unseres Betriebes dieser Katalog von Interesse war, wandte ich mich schriftlich an den Herausgeber des Kataloges, VEB RFT Meßelektronik „Otto Schön" in Dresden. Der Katalog stammte übrigens aus dem Jahre 1971.

Die Antwort aus Dresden ist bestimmt interessant, weist sie uns doch nun endgültig den Weg, wie wir unsere Geräte kleiner bauen könnten.

Da das mech. Baukastensystem nicht mehr in unserem Fertigungsprogramm ist, können wir Ihnen leider auch keine Unterlagen zusenden. Bitte wenden Sie sich an den VEB Keramische Werke Hermsdorf. Dort wird ein neues Bausteinsystem, das KME 3-System, entwickelt.

VEB RFT Meßelektronik
„Otto Schön" Dresden

Man nehme also statt eines Gestells aus L-, Z- und U-Schienen mit Klötzen K1 und K2 und weiteren Normteilen einfach einen KME 3-Baustein in der Größe 32,3 mm × 13,5 mm × 5,8 mm (Bauform 5631).

Eine phantastische Sache!

W. H., 195 Neuruppin

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN

Verlagsleiter:
Dipl. oec. Herbert Sandig

102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon: Orts- und Fernverkehr 42 05 91,
Fernschr.: 011 2228 techn. dd, Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio fernsehen elektronik

Verantwortlicher Redakteur:
Dipl. oec. Peter Schäffer

Redakteure: Adelheid Blodszun, Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel, Ing. Monika Tank

Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Anzeigenannahme

Für DDR-Anzeigen
DEWAG-WERBUNG BERLIN, DDR – 1054 Berlin, Wilhelm-Pieck-Str. 49 und alle DEWAG-Zweigstellen, Anzeigenpreisliste Nr. 4

Für Auslandsanzeigen
Interwerbung, DDR – 104 Berlin, Tucholskystr. 40

Druck:
Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat. Einzelheft 2,00 M

Redaktionsbeirat:

Ing. H. Bauermeister, Dipl.-Ing. H. Bergmann, Ing. E. Bottke, Dr. rer. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, H. Kreuzberger, H. Kühne, Ing. D. Pratsch, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Sheterore Tregetimit te Librit, Tirana, Rruga Konference e Pezes

Volksrepublik Bulgarien: Direktion R.E.P., Sofia, 11 a Rue Paris

Volksrepublik China: Waiwen Shudian. P.O.B. 88, Peking (China)

Volksrepublik Polen: PKWZ Ruch, Warszawa, Wronia 23

S. R. Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei Palatul Administrativ C.F.R. Bukarest

ČSSR: ARTIA-Außenhandelsunternehmen. Ve Smečkách 30, Praha 2, dovoz tisku (obchodni skubina 13); Poštovni novinová služba – dovoz tlače, Leningradská ul. 14, Bratislava; Poštovni novinová služba – Praha 2. Vinohrady, Vinohradska – 46 dovoz tisku

UdSSR: Die städtischen Abteilungen von „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspostämter

Ungarische Volksrepublik: Posta Központi Hirlapiroda Budapest V, József Nador ter 1

BRD: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Westberlin: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

rfe-Nachrichten

▼ Das Werk für Rundfunkbauelemente in Vilnius hat die ersten Muster von Baugruppen (Ablenksysteme, Zeilentransformatoren u. a.) für **Mikrofernsehgeräte** hergestellt. Die Bilddiagonale dieser Fernsehempfänger wird 11 bzw. 6 cm betragen.

▼ **Die Realisierung von Induktivitäten mit Hilfe der integrierten Schaltungstechnik** bildete bisher noch ein Problem, das den Aufbau vollintegrierter Geräte mit analogen Funktionen erschwerte. Unter Ausnutzung des Gyrator-Effektes und der negativen Impedanzkonversion ist es möglich, Induktivitäten in integrierter Schaltungstechnik aufzubauen. Das induktive Bauelement „Semicon L" der japanischen Firma Mitsumi ist ein Beispiel für die Realisierung einer Induktivität in integrierter Schaltungstechnik. Das Ergebnis ist ein Siliziumchip von 0,6 mm² und einer Dicke von 0,15 mm.

▼ Mit Hilfe kleiner Glasröhrchen als Wellenleiter ist es möglich, **Miniatur-Gaslaser** aufzubauen, deren Einsatz besonders in Nachrichtensystemen von Bedeutung ist. Ein derartiger miniaturisierter Gaslaser kann das die verschiedenen Informationen tragende Licht in einem optischen Nachrichtensystem verstärken und so die Übertragungsverluste bei der Nachrichtenübertragung ausgleichen. Herkömmliche Gaslaser sind für diese Aufgabe zu groß. Ein weiterer Vorteil des Miniatur-Gaslasers ist die größere Verstärkung gegenüber herkömmlichen Gaslasern, die sich aus dem kleinen Durchmesser des als Wellenleiter wirkenden Glasröhrchens ergibt. Entwicklungsstelle: Bell Labs.

▼ Mit Hilfe einer **neuen Ätzmethode für die Halbleiterproduktion** lassen sich die Vorteile dicker Positiv-Fotolacke ausnutzen. Die neue Ätzmethode trägt die Bezeichnung Plasma-Trockenätzsystem und arbeitet mit einem Plasma, das durch einen hochfrequenten Strom in einer Fluor-Kohlenwasserstoff-Atmosphäre erzeugt wird. Das Plasma entfernt belichtete Siliziumdioxid-, Siliziumnitrid- und sogar reine Siliziumgebiete. Ein besonderer Vorteil des neuen Systems ist die mit ihm erhältliche größere Ausbeute bei der Ätzung von Halbleitermaterialien. Entwicklungsfirma: LFE Corp.

▼ Einfache **Betriebsstundenzähler für elektrische Geräte** lassen sich mit Hilfe des Faradayschen Abscheidungsgesetzes realisieren, wobei die in einer elektrolytischen Zelle abgeschiedene Stoffmenge bei bekanntem Strom als Maß für die Betriebszeit dient. Es handelt sich im Prinzip um ein Coulombmeter in miniaturisierter Form, das aus einem dünnen Röhrchen von etwa 0,3 mm Durchmesser besteht. Im Röhrchen befinden sich zwei Quecksilbersäulen, die durch einen Elektrolyten in Form eines Spaltes getrennt sind .Am Ende des Röhrchens befinden sich die zwei Elektroden. Beim Anlegen einer Gleichspannung wandern Quecksilberionen von der Anode zur Katode durch den Spaltelektrolyten, wobei sich der Spalt entsprechend dem Ladetransport zur Anode vorschiebt. Das Röhrchen trägt eine in Stunden geeichte Skala. Als Anwendungen kommen z. B. Büromaschinen (Kennzeichnung von Wartungsabschnitten) und Plattenspieler (Auswechseln der Nadel) in Betracht. Entwicklungsstelle: Curtis.

▼ **Chalnicon** heißt eine neue Fernsehkameraröhre, deren Target aus Cadmiumselenid besteht und die möglicherweise durch ihre besseren Eigenschaften das Plumbicon ablösen kann. Cadmiumselenid zeichnet sich durch seine hohe Fotoempfindlichkeit und durch seine Empfindlichkeitskurve aus, die allmählich von blau zu rot ansteigt. Einen Nachteil bildete bisher der relativ große Dunkelstrom, der sich aus dem geringen Widerstand des Cadmiumselenids ergab. Durch das Hinterlegen der Cadmiumselenidschicht mit einer hochresistiven Chalcogenidschicht konnte dieser Nachteil umgangen werden. Die neue Röhre soll viermal empfindlicher als das Plumbicon sein. Entwicklungsstelle: Toshiba

▼ Die **Kapazitätsdioden mit einem ungewöhnlich hohen Gütefaktor** ≥ 200 bei 25 MHz lassen sich nach einem speziellen Epitaxie-Verfahren herstellen, das enge Toleranzen und hohe Stabilität der elektrischen Daten gewährleistet. Derartige Kapazitätsdioden sind in Kapazitätswerten bis zu 1320 pF mit einem Variationsbereich von 1:5 und für Steuerspannungen bis 100 V herstellbar. Entwicklungsfirma: Teledyne Crystalonios

Statistik der Rundfunk- und Fernsehteilnehmer der DDR

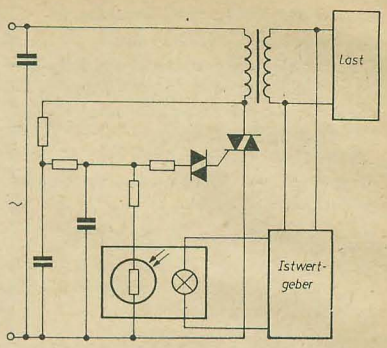
Stand vom Juni 1972

Bezirksdirektion der Deutschen Post	Rundfunkteilnehmer insgesamt	davon Fernsehteilnehmer	davon Fernsehteilnehmer I. und II. Programm
Rostock	282 864	226 505	83 268
Schwerin	195 316	159 976	85 905
Neubrandenburg	195 506	158 388	19 967
Potsdam	391 664	328 534	143 903
Frankfurt	231 352	190 114	65 999
Cottbus	284 604	221 428	61 786
Magdeburg	452 983	392 382	123 431
Halle	683 984	542 881	98 932
Erfurt	425 398	348 253	53 696
Gera	254 122	200 684	16 340
Suhl	175 988	141 613	7 790
Dresden	697 688	493 777	108 118
Leipzig	548 161	421 411	76 263
Karl-Marx-Stadt	772 795	568 308	44 440
Berlin	444 695	354 309	136 264
	6 037 120	4 748 563	1 126 102
	(— 10 456)	(+ 32 606)	

Triac-Netzteil

Eine interessante Lösung für einen Netzteil stellt die auf dem Bild gezeigte Schaltung dar. Das Grundprinzip ist eine Phasenanschnittsteuerung des Trafos. Die Einstellung des Zündwinkels erfolgt mit Hilfe der RC-Glieder und der Triggerdiode. Als veränderlicher Widerstand wird ein Fotowiderstand benutzt, der von einer Glühlampe (optoelektronischer Koppler) angesteuert wird. Somit ergibt sich ein bemerkenswert einfacher Regelkreis.

Bei der Realisierung sind Alterungseffekte der Glühlampe durch Betrieb mit geringem Strom auszuschalten. Die lichtelektrischen



Trägheiten im optoelektronischen Koppler wirken sich als dynamische Trägheiten der Regelanordnung aus.

Literatur: Halbleiter-Schaltbeispiele, Ausgabe 1971/72; Siemens AG

Leistungshalbleiterbauelemente und Wandler

Die Elektroindustrie der UdSSR stellt zur Zeit 70 Typen von Si-Leistungsgleichrichtern und Si-Thyristoren her. Sie werden in 38 Länder exportiert. Es gibt folgende Gruppen:

Ungesteuerte Niederfrequenzventile

20 Typen, Serien ВК, ВКВ, ВА und ВАВ für Frequenzen bis 500 Hz, die Typen ВКВ und ВАВ sind wassergekühlt. Die Typen ВК 3 haben Durchbruchsspannungen bis 5 kV, die Typen ВА sind Lawinendioden. Die Serie ВА ist für den Einsatz in der Automobilindustrie vorgesehen, sie arbeitet bis zu Frequenzen von 1300 Hz und Umgebungstemperaturen bis + 180 °C.

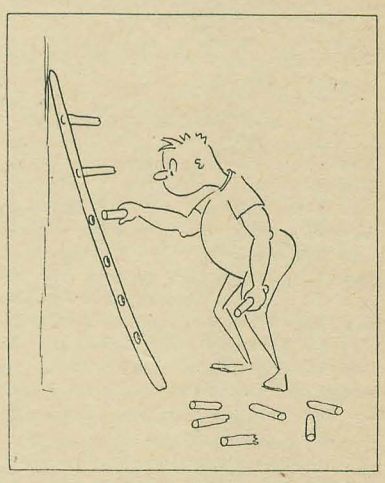
Ungesteuerte Hochfrequenzventile

Für Einsatzfrequenzen bis 70 kHz stehen die Ventile der Serie ВЧ zur Verfügung, deren Sperrträgheit bei 0,4···0,8 µs liegt. Sie arbeiten mit Luftkühlung im Umgebungstemperaturbereich — 40···+ 140 °C.

Niederfrequenzthyristoren

Es werden 30 Typen der Serien Т, ТВ, ТА, ТАВ, ТД und ТТ hergestellt. Die Bezeichnung entspricht den Dioden, die Thyristoren ТА sind Lawinenthyristoren, ТД sind Thyristoren mit erhöhtem Dynamikbereich bis zu Sperrspannungen von 2 kV.

Für den Einsatz als Rotorthyristoren in Elektrogeneratoren stehen für Frequenzen von 50···300 Hz Thyristoren für 150···400 A bei Sperrspannungen bis 1,6 kV und einer Beschleunigungsfestigkeit von 4800 g zur Verfügung.



Halbleiterbauelemente

Zeichnung: H. Kühn

Impuls- und Hochfrequenzthyristoren

Die Impulsthyristoren der Serie ТИ lassen sich bis zu Frequenzen von 10 kHz und Stromimpulsdauern größer 15 µs einsetzen. Sie arbeiten mit forcierter Kühlung im Umgebungstemperaturbereich — 50···+ 110 °C. Die HF-Thyristoren der Serie ТЧ sind bis zu Frequenzen von 25 kHz und Impulsdauern größer 10 µs einsetzbar.

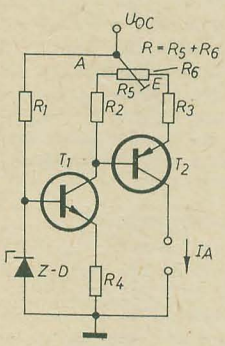
Symmetrische Thyristoren (Symistoren)

Bis zu Strömen von 150 A stehen bis 500 Hz symmetrische Thyristoren der Serien ВКДУС und ВКДУСВ zur Verfügung.

W. Tschelnikow, I. Salynski, Ju. Sacharow im Informationssammelband 3/1972 Internationale Ausstellungen in der UdSSR, S. 14–16

Stromgenerator mit großem Einstellbereich

Die Widerstände R_1 und R_4 bilden mit Z-D und T_1 einen bekannten einfachen Stromgenerator. Der konstante Kollektorstrom von T_1 arbeitet auf einen komplementär geschalteten Stromgenerator mit T_2. Wenn man den Lastwiderstand der npn-Schaltung und den Emitterwiderstand der pnp-Schaltung durch ein lineares Potentiometer gegenläufig verändert, so ist der Kollektorstrom



I_A von T_2 dem Verhältnis von Kollektorwiderstand von T_1 zum Emitterwiderstand von T_2 näherungsweise proportional. Es gilt die Beziehung

$$I_A = \frac{U_Z - U_{BE1}}{R_4} \cdot \frac{R_2 + R_5}{R_3 + R_6} - \frac{U_{BE2}}{R_3 + R_6}$$

Für das Potentiometer in der Anfangsstellung ($R_5 = 0$, $R_6 = R$) ergibt sich der Minimalwert von I_A und für die Endstellung ($R_5 = R$, $R_6 = 0$) der Maximalwert; daraus folgt

$$\frac{U_Z - U_{BE1}}{R_4} \cdot \frac{R_2}{R_3 + R} - \frac{U_{BE2}}{R_3 + R} \leqq I_A \leqq \frac{U_Z - U_{BE1}}{R_4} \cdot \frac{R_2 + R}{R_3} - \frac{U_{BE2}}{R_3}$$

Das maximale Variationsverhältnis des Stromes ergibt sich für $U_Z \gg U_{BE}$ zu

$$n_{max} = \frac{I_{A\,max}}{I_{A\,min}} = \frac{(R_2 + R)(R_3 + R)}{R_2 R_3}$$

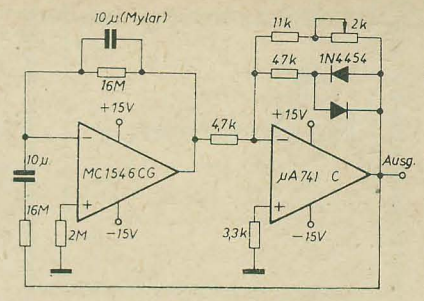
Damit steht ein erster Anhaltspunkt für die Dimensionierung zur Verfügung. Es ist weiterhin zu beachten, daß die Spannung $U_0 - U_Z$ größer als der höchstmögliche Spannungsabfall an $(R_2 + R_5)$ sein muß. Dieser Spannungsabfall begrenzt auch die maximal mögliche Ausgangsspannung. Die Schaltung ist so niederohmig auszulegen, daß die Restströme ohne Einfluß auf die Stabilisierungseigenschaften bleiben. Ein Abgleichwiderstand vom Emitter von T_1 nach U_0 kann die Stabilisierungseigenschaften verbessern. Die Temperaturabhängigkeit ist gering; durch geeignete Wahl bzw. Beeinflussung der Referenzspannung kann sie weitgehend beseitigt werden.

Die Einsatzmöglichkeiten der Schaltung sind so vielfältig, daß weitere Erläuterungen entfallen können.

Literatur: Schaltbeispiele mit diskreten Halbleiterbauelementen, Ausgabe 1972/1; Intermetall

Tiefstfrequenzgenerator mit Amplitudenstabilisation

Die heutigen Operationsverstärker mit hochohmigem Eingang gestatten den Aufbau von Wienbrückenoszillatoren mit Eigenfrequenzen im Millihertzgebiet. Es bleibt dann nur noch das Problem der Amplitudenstabilisation in diesem Frequenzbereich zu lösen. Unser Bild zeigt eine Schaltung mit zwei Operationsverstärkern für die Erzeugung einer Sinusspannung von 0,001 Hz. Die Amplitudenstabilisation erfolgt durch zwei antiparallelgeschaltete Dioden im Gegenkopplungszweig des niederohmigen zweiten OPV. Durch die Benutzung von zwei OPV kann eine sehr hochohmige Wienbrücke benutzt werden, sie liegt zwischen dem invertierenden Eingang und dem Ausgang des MC 1546 CG. Der µA 741 wirkt als Clipper, diese Wirkung wird jedoch durch den Vorwiderstand von 47 kΩ vor den beiden Dioden in einen allmählich wirkenden Begrenzungsvorgang verwandelt. Die Schaltung arbeitet oberwellenarm (erste Harmonische 50 dB gedämpft).



Literatur: „Electronic Design" 20 (1972) H. 7, S. 56

Rauschgenerator im Infraschallbereich

Mit einer Z-Diode kann man bei geeigneter Schaltungsauslegung Rauschspannungen erzeugen. Damit im Infraschallbereich eine konstante spektrale Dichte des Rauschens erzielt wird, wird die Rauschquelle bei einer höheren Frequenz betrieben und dann durch Überlagerung das Spektrum um den Nullpunkt der Frequenzachse verlagert. Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des Rauschgenerators. Das Signal von der Rauschquelle gelangt über eine Anpaßstufe zu einem Bandfilterverstärker mit $\Delta f = f_o - f_u$ und der Mittenfrequenz f. Der Überlagerungsoszillator schwingt ebenfalls mit der Frequenz f. Am Ausgang des Multiplikators stehen dann die Summen- und Differenzfrequenz zur Verfügung, d. h., das Rauschspektrum kommt bei 2f und um Null vor. Letzteres wird benutzt und über ein Filter mit der oberen Grenzfrequenz $f_{gr} = 1/2 (f_o - f_u)$ dem Meßobjekt zugeführt.

Bild 2 zeigt die Schaltung des Gerätes. Als Rauschquelle wird die Z-Diode Д 815 Д benutzt, die in Reihe mit dem Si-Transistor МП 101 liegt. Dieser verstärkt den Strom. Der Selektivverstärker hat zwei um 1 kHz versetzte Kreise bei etwa 35 kHz im Gegenkopplungszweig. Es ergibt sich eine Gesamtbandbreite von 2,5 kHz bei einer Welligkeit von 1 dB. Der Überlagerungsoszillator ist mit zwei Transistoren 1 Т 403 В im Gegentakt ausgeführt. Tr_1 ist auf einen Kern СВ-3 gewickelt (Daten: primär 2mal 25 Wdg 0,23 CuLBB, sekundär 50 Wdg 0,14 CuLBB). Das Ausgangstiefpaßfilter ist zweigliedrig als aktives RC-Filter ausgeführt. Es besitzt eine Grenzfrequenz von 1 kHz und eine Steilheit von 20 dB je Oktave je Glied. Die Ausgangsspannung des Generators beträgt 0,5 V bei einem Lastwiderstand von 5 kΩ. Der eingesetzte Operationsverstärker 1 УТ 401 entspricht etwa dem µA 709.

Literatur: Prib. i. techn. Eksperim. (1971) H. 3, S. 124–125

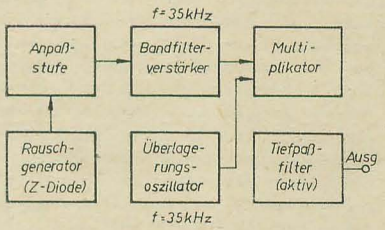
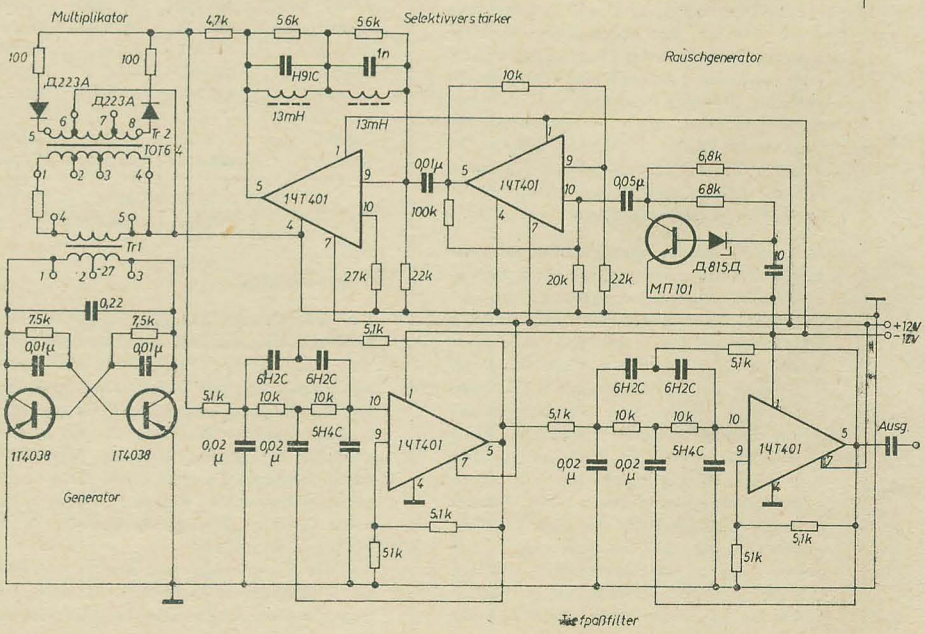


Bild 1: Blockschaltbild des Infraschall-Rauschgenerators

Bild 2: Schaltung des Rauschgenerators



radio fernsehen elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 21. JAHRGANG · 2. OKTOBERHEFT 20·72

Das Verhalten von Bildaufnahmeröhren bei der Übertragung bewegter Objekte

Dr. L. JUNG und
Dipl.-Ing. H. STADLMANN

Ein Fernsehsystem mit periodischer Aufnahme des Bildinhaltes hat hauptsächlich die Aufgabe, bewegte Bilder zu übertragen. In vorangegangenen Veröffentlichungen [1] [2] wurde das Betriebsverhalten von Bildaufnahmeröhren bei ruhenden Objekten behandelt. Messungen mit ruhenden Testbildern bilden die Grundlage für die Beurteilung der Übertragungseigenschaften von Bildaufnahmeröhren. Die so erhaltenen Ergebnisse stellen Optimalwerte der Übertragungseigenschaften dar, die bei der Aufnahme bewegter Szenen modifiziert werden. Bereits die Bildfolgefrequenz des Fernsehsystems und die Bildspeicherung in allen modernen Aufnahmeröhren führen bei der Aufnahme bewegter Objekte zu systembedingten Qualitätsverlusten. Bewegungsabläufe in der Szene äußern sich besonders in Kantenverschleifungen und Minderungen der Kontrastübertragung in den wiedergegebenen Bildern. Weiterhin müssen die vom Vidikon her bekannten Effekte der Abtast- und Halbleiterträgheit, die durch die Zeilenstruktur des Bildes hervorgerufenen Restladungen und die Gleichgewichtseinstellungen am Speicher der Bildaufnahmeröhren näher betrachtet werden.

1. Theoretische Grundlagen

1.1. Abtastträgheit

Bei modernen Bildaufnahmeröhren wird die im Speicher befindliche Ladung mit einem langsamen Elektronenstrahl gelesen. Maßgebend für die Entladungsstromstärke ist die Sekundäremissionscharakteristik der Speicherplatte. Im Bild 1 ist der Lesevorgang eines Bildelements schematisch dargestellt. Der von der Katode zum Speicher fließende Strom I_1 ist von der Spannung U_1 abhängig. C_2 und R_2 stellen Kapazität und Widerstand des Speicherelements mit der Spannung U_2 dar. Aus der Kontinuitätsgleichung für den Strom

$$I_1(U_1) = \frac{U_2}{R_2} + C_2 \frac{dU_2}{dt} \qquad (1)$$

und

$$E = U_1 + U_2 \qquad (2)$$

ergibt sich durch Umformen

$$\int \frac{dU_1}{E - U_1 - R_2 I_1(U_1)} = \int \frac{dt}{R_2 C_2}. \qquad (3)$$

Bei der Ableitung wurde der Arbeitswiderstand gegenüber dem Widerstand des Strahlstroms und des Speicherelements vernachlässigt. Wenn die Abhängigkeit $I_1(U_1)$ gemessen wurde, kann Gl. (3) graphisch integriert werden. Für das Vidikon wurde in [3] näherungsweise der Strahlwiderstand R_1 konstant angesetzt. Daraus ergab sich

$$I_1 = \frac{E}{R_1 + R_2} + e^{-t/\tau} \frac{(E - U_{20})R_2 - U_{20}R_1}{R_1(R_1 + R_2)} \qquad (4)$$

$$\tau = \frac{R_1 R_2 C_2}{R_1 + R_2}$$

($U_{20} \triangleq$ Spannung über dem Speicherelement bei Beginn des Lesevorgangs.)

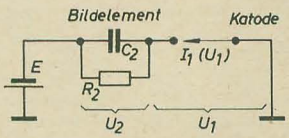


Bild 1: Schematische Darstellung des Lesevorgangs eines Bildelements

Für das Superorthikon kann als Näherung $R_2 = \infty$ gesetzt werden (s. z. B. [4]). Man erhält dann

$$-C_2 \int \frac{dU_1}{I_1(U_1)} = \int dt. \qquad (5)$$

Infolge der Abhängigkeit des Strahlstroms I_1 von der Spannung U_1 zwischen Katode und Speicheroberfläche, der gegen Ende des Umladungsprozesses gegen Null geht, steigt der Strahlwiderstand R_1 stark an. Das führt dazu, daß im allgemeinen mehrere Abtastvorgänge zum vollständigen Umladen des Speichers notwendig sind und daß zur Erzielung geringer Abtastträgheiten immer mit großem Elektronenüberschuß in der Abtastsonde gearbeitet werden muß.

1.2. Restladungen

Bei den international gebräuchlichen Fernsehnormen wird zur Unterdrückung des Flimmerns im wiedergegebenen Bild das Zeilensprungverfahren angewendet. Die beiden ineinander geschriebenen Halbbilder werden zeitlich versetzt abgetastet. Damit sind zwei Speicher- und Abtastvorgänge verbunden, die sich durch die Querleitfähigkeit des Speichers und die Größe und Form der Abtastsonde gegenseitig beeinflussen. Im Bild 2 sind Vertikalschnitte durch die Ladungsverteilungen auf dem Speicher unter Annahme einer rechteckigen Abtastsonde mit konstanter Stromdichte gezeigt. Dabei stellen die linken Diagramme (a) die Ladungsverteilungen kurz vor dem Überlauf, die rechten Diagramme (b) kurz nach dem Überlauf der Abtastsonde dar. Die Breite der Abtastsonde entspricht in der

Literatur

[1] Jung, L. und Stadlmann, H.: Das Betriebsverhalten von Superorthikons bei geringen Beleuchtungsstärken. Techn. Mitt. d. RFZ 12 (1968) H. 4, S. 153–159

[2] Jung, L. und Stadlmann, H.: Methoden der Messung und Beurteilung von Störsignalen in Bildaufnahmeröhren, Teil I: Techn. Mitt. d. RFZ 14 (1970) H. 3, S. 97–104
Teil II: Techn. Mitt. d. RFZ 15 (1971) H. 1, S. 21–30

[3] Kunze, C.: Zur Frage der Trägheitserscheinungen in Fernsehaufnahmeröhren vom Vidikontyp. Hochfrequenztechn. und Elektroak. 66 (1957) S. 84–89

[4] Webley, R. S.; Lubszynski, H. G. und Lodge, J.: Some halftone charge storage tubes. Proc. IEE 102, Pt. B. No. 4, S. 401–406 (July 1955), Paper No. 1883 R

[5] Heimann, W.: Eigenschaften und Anwendungen von Fernseh-Bildaufnahmeröhren mit Widerstandsfotoschichten. AEÜ 9 (1955) S. 13–19

[6] Pflichtenheft für Plumbicon-Kameraröhren vom Typ 55 875-IG, 55 875 L-IG, 55 875 R-IG, 55 875 G-IG und 55 875 B-IG

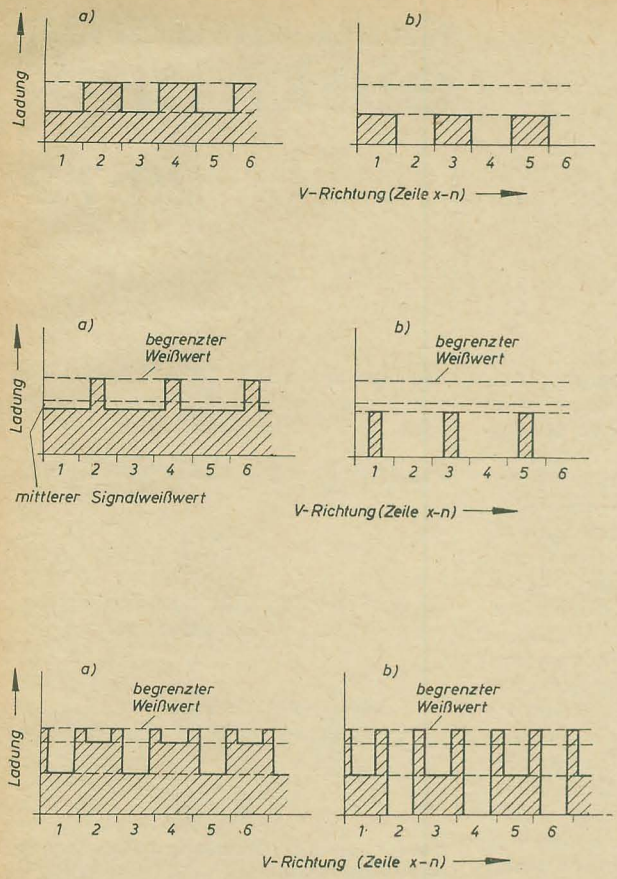


Bild 2: Vertikalschnitt durch die Ladungsverteilungen auf dem Speicher bei rechteckiger Abtastsonde mit konstanter Stromdichte
a) Kurz vor dem Überlauf der Abtastsonde
b) Kurz nach dem Überlauf der Abtastsonde

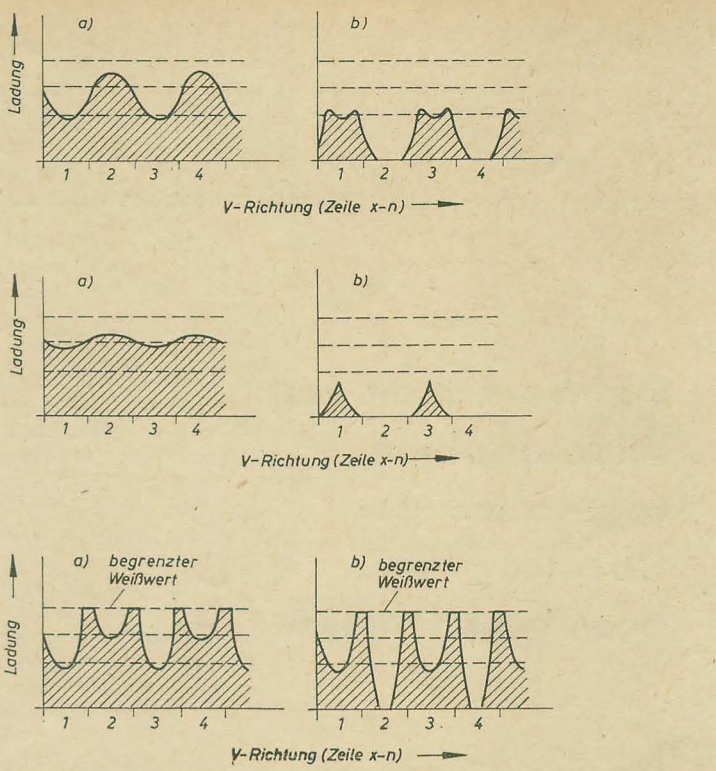


Bild 3: Vertikalschnitt durch die Ladungsverteilungen auf dem Speicher bei einer runden Abtastsonde mit Gaußscher Stromdichte unter Berücksichtigung der Querleitfähigkeit des Speichers
a) kurz vor dem Überlauf der Abtastsonde;
b) kurz nach dem Überlauf der Abtastsonde;
oben: normaler Strahldurchmesser im Vergleich zur Zeilenbreite;
Mitte: großer Strahldurchmesser im Vergleich zur Zeilenbreite;
unten: kleiner Strahldurchmesser im Vergleich zur Zeilenbreite

oberen Darstellung genau der Zeilenbreite, in der Mitte ist sie größer als die Zeilenbreite und im unteren Diagramm kleiner als die Zeilenbreite. Die Querleitfähigkeit des Speichers wurde bei dieser Darstellung vernachlässigt. Während sich bei Übereinstimmung von Zeilenbreite und Breite der Abtastsonde die beiden Halbbilder hier nicht beeinflussen, wird bei breiterer Abtastsonde ein Teil des anderen Halbbildes mit gelöscht. Dadurch verringert sich die wirksame Speicherzeit entsprechend. Bei zu geringer Breite der Abtastsonde bleiben zwischen den Zeilen Ladungsstreifen stehen. Unter Berücksichtigung der Querleitfähigkeit des Speichers und einer runden Abtastsonde mit Gaußscher Stromdichte sind die Ladungsreliefs im Bild 3 schematisch dargestellt.

Die Restladungen sind vom Verhältnis der Breite der Abtastsonde zur Zeilenbreite abhängig. Dieses Verhältnis kann bei einer Bildaufnahmeröhre durch Änderung des Strahlstroms und der Fokussierungsbedingungen verändert werden. Dadurch werden sowohl die Speicherzeit als auch die Vertikalauflösung beeinflußt. Außerdem tritt bei der Abschaltung des Lichtes eine zeitliche Verzögerung um ein Halbbild mit unterschiedlichem Restsignal auf.

1.3. Einschaltträgheit

Nach Beginn der Belichtung stellt sich im Speicher ein Gleichgewicht zwischen dem durch die Belichtung bedingten Ladungszustrom und dem Ladungsabfluß durch die Abtastung ein.

Der Ladungszufluß kann durch Gl. (3) beschrieben werden, wenn man $I_1 = 0$ setzt:

$$\int \frac{dU_1}{E - U_1} = \int \frac{dt}{R_2 C_2} \qquad (6)$$

Diese Gleichung gilt für Vidikonröhren. Durch Integration mit der Anfangsbedingung $U_1 = U_{10}$ für $t = 0$ folgt

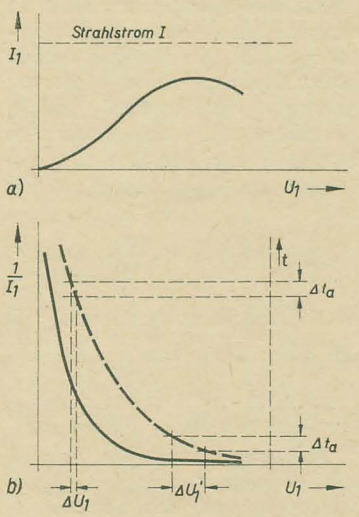


Bild 4: Graphische Integration von Gl. (5)
a) Stromübernahmekennlinie
b) graphische Integration

$$U_1 = E\left(1 - e^{-\frac{t}{R_2 C_2}}\right) + U_{10}\, e^{-\frac{t}{R_2 C_2}} \qquad (7)$$

Bei Röhren, die mit dem äußeren Fotoeffekt arbeiten, muß der Fotoleiterwiderstand R_2 durch eine Konstantstromquelle I_p ersetzt werden. Die Spannung am Speicher (U_2) steigt dann proportional der Ladezeit Δt an, solange keine Begrenzungen durch den Speichermechanismus eintreten.

$$I_p \Delta t = C_2 \Delta U_2 \qquad (8)$$

Unter dieser Bedingung fließt bei konstanter Belichtung in der Ladezeit Δt während jeder Bildperiode eine gleichbleibende Ladungsmenge in den Speicher. Die Verhältnisse bei der Abtastung werden im einfachsten Falle durch Gl. (5) beschrieben. Im Bild 4 ist die Integration dieser Gleichung graphisch dargestellt.

Für den Abtastvorgang steht jeweils nur eine konstante Zeitdifferenz Δt_a zur Verfügung. Beginnt der Abtastvorgang bei einer kleinen Spannung U_{10}, so ist infolge der Strahlstromcharakteristik $I_1(U_1)$ nur eine kleine Spannungsänderung (ΔU_1) in der Zeit Δt_a möglich. Beginnt dagegen der Abtastvorgang bei einer großen Anfangsspannung, so wird sowohl die Spannungsdifferenz ($\Delta U_1'$) als auch die aus dem Speicher gelesene Ladung und damit das abgegebene Signal wesentlich größer als im ersten Fall.

Die Verhältnisse sind dabei stark von dem eingestellten Strahlstrom der Ab-

tastsonde abhängig. Im Bild 5 ist die zeitliche Einstellung des Gleichgewichts am Speicher dargestellt. Je geringer der Strahlstrom I_s ist, desto länger dauert die Gleichgewichtseinstellung und desto größer wird auch die mittlere Spannung am Speicher. Im gleichen Sinne beeinflußt der Strahlstrom auch die Abtastträgheit. Tritt eine Spannungsbegrenzung durch den Speichermechanismus auf, so wird die weitere Gleichgewichtseinstellung am Speicher dadurch auch zeitlich begrenzt.

1.4. Fotoleiterträgheit

Die Leitfähigkeit eines Fotoleiters folgt der zeitlichen Änderung der Belichtung nicht trägheitslos. Zwischen der Konzentration der durch die Belichtung erzeugten freien Ladungsträger und den im Fotoleiter vorhandenen Störstellen muß sich auch hier ein Gleichgewicht einstellen.
Bei Bildaufnahmeröhren, die mit dem inneren Fotoeffekt arbeiten, setzt sich die Gesamtträgheit aus der Überlagerung der Abtastträgheit, der Fotoleiterträgheit und den Restladungen zusammen. In welchem Maße die Halbleiterträgheit die Gesamtträgheit beeinflußt, kann nur meßtechnisch entschieden werden.
Bildaufnahmeröhren mit dem äußeren Fotoeffekt, wie z. B. das Superorthikon, besitzen lediglich die durch die Abtastträgheit und die Restladungen bedingten Komponenten der Gesamtträgheit. Aus diesem Grunde kann durch einen Vergleich der Trägheitsmessungen an Bildaufnahmeröhren mit innerem und äußerem Fotoeffekt der Einfluß der einzelnen Anteile untersucht werden.

2. Meßmethoden

Für Trägheitsmessungen sind bereits verschiedene Meßmethoden bekannt geworden. Während von *Heimann* [5] das An- und Abklingen des Signals an einem sich horizontal bewegenden Schwarzweiß-Strichraster gemessen wurde, ist mehrfach die Methode der Impulsbelichtung (s. z. B. [6]) verwendet worden.

2.1. Messung mit bewegtem Strichraster

Bewegungsabläufe in Fernsehbildern rufen wegen der Trägheit eine Verschlechterung der Kontrastübertragung hervor. Die Änderungen sind besonders bei hohen Übertragungsfrequenzen feststellbar. Für die Messung wird deshalb ein Raster aus schwarzen und weißen gleich breiten senkrecht verlaufenden Streifen verwendet, das in horizontaler Richtung mit konstanter Geschwindigkeit verschoben werden kann. Das Streifenmuster befindet sich auf einer drehbaren Trommel. Durch eine Blende wird lediglich ein kleiner Ausschnitt des Streifenmusters in Bildmitte freigegeben. Die gesamte Anordnung ist im Bild 6 schematisch dargestellt. Aus einfachen geometrischen Überlegungen ergibt sich die Videofrequenz ν aus

$$\nu = r\left(\frac{g}{f} - 1\right)\frac{l}{(t_z - t_a)} \qquad (9)$$

r ≙ Raumfrequenz des Streifenmusters auf der Trommel (gemessen in Linienpaaren je mm); g ≙ Gegenstandsweite; f ≙ Brennweite; l ≙ Breite des Bildes auf

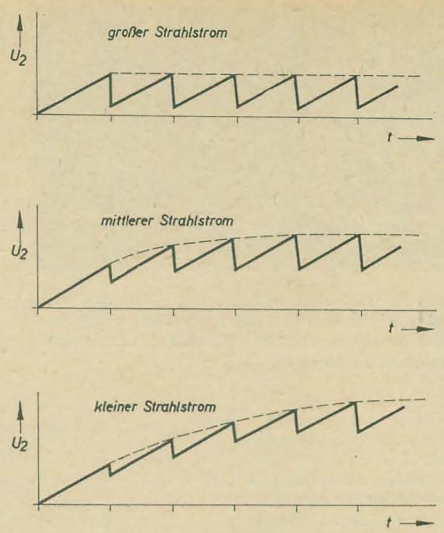


Bild 5: Zeitliche Einstellung des Gleichgewichtes am Speicher

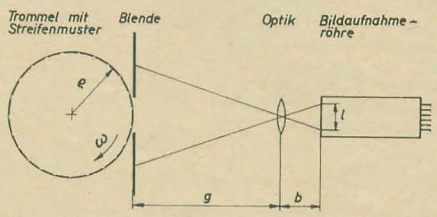


Bild 6: Trägheitsmeßanordnung mit Streifenverschiebung

der Bildaufnahmeröhre; t_z = Gesamtzeit einer Zeile; t_a ≙ Austastzeit des Zeilenrücklaufes.
Die Raumfrequenz des Streifenmusters wird durch die optische Abbildung umgekehrt proportional dem Vergrößerungsverhältnis der Abbildung auf der Bildaufnahmeröhre vergrößert, was durch den Faktor (g/f— 1) berücksichtigt wird. Der Faktor $l/(t_z - t_a)$ stellt die Geschwindigkeit dar, mit der der Abtaststrahl in der Bildaufnahmeröhre die Raumfrequenz in eine Videofrequenz umsetzt. Durch entsprechende Wahl der Gegenstandsweite g können mit demselben Streifenmuster verschiedene Videofrequenzen eingestellt werden. Der Radius ϱ der Trommel wurde so groß gewählt, daß die Veränderung der Raumfrequenz durch die Krümmung der Trommel am Rande des von der Blende freigegebenen Bereichs auch bei den kürzesten Gegenstandsweiten noch vernachlässigbar war.
Das Videosignal wird zur Messung der Modulationstiefe einem Oszillografen zugeführt. Bei stehender Trommel wird das Signal, das durch das Streifenmuster erzeugt wird, jeweils mit 100% angesetzt. Bei Drehung der Trommel mit der Winkelgeschwindigkeit ω verringert sich die Modulationstiefe. Die Trommeldrehung wurde in eine Schwenkgeschwindigkeit σ der Kamera umgerechnet:

$$\sigma = \omega\frac{\varrho}{g}. \qquad (10)$$

Die Schwenkgeschwindigkeiten der einzelnen Bildaufnahmeröhren wurden auf gleichen Bildwinkel bezogen, und zwar wurde der horizontale Bildwinkel des Superorthikons bei einer Brennweite von f = 75 mm zugrunde gelegt. Damit ergibt sich ein Winkel von 24°. Es ist

$$\sigma_\alpha = \sigma_\beta\frac{\alpha}{\beta}, \qquad (11)$$

wenn σ_α und σ_β die Schwenkgeschwindigkeiten der beiden zu vergleichenden Kameras und α und β die zugehörigen Bildwinkel sind.

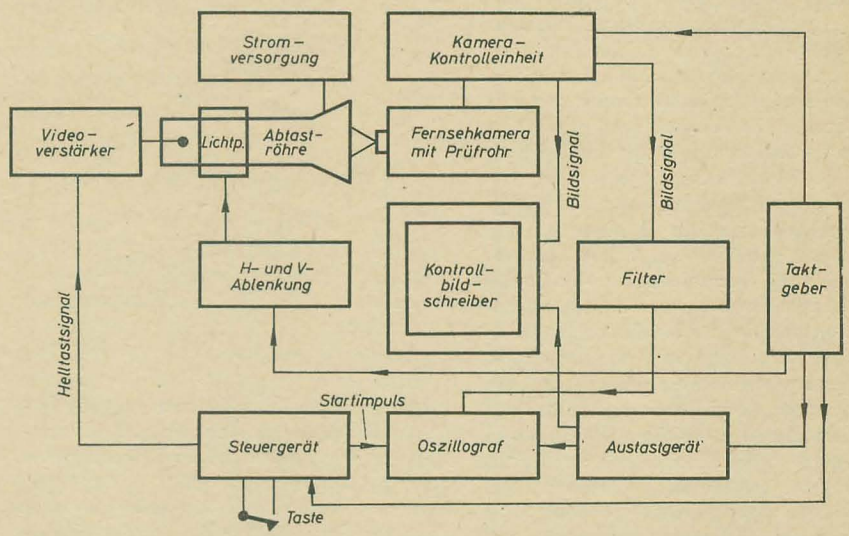


Bild 7: Blockschaltbild der Meßanordnung zur Trägheitsmessung mit Impulslichtquelle

2.2. Messung mit Impulsbelichtung

Für die Herstellung der Lichtimpulse sind bisher vorwiegend mechanische Verschlüsse verwendet worden. Diese Verschlüsse besitzen den Nachteil, daß die Ein- und Ausschaltflanken nicht sehr steil sind und daß die Schaltzeitpunkte nicht mit der Abtastung in der Bildaufnahmeröhre synchronisiert werden können. Zur Erzielung reproduzierbarer Meßwerte ist aber gerade eine definierte zeitliche Lage der Ein- und Ausschaltzeitpunkte zur Bildabtastung in der Aufnahmeröhre notwendig. Versuche zur Synchronisation von magnetisch betätigten mechanischen Ver-

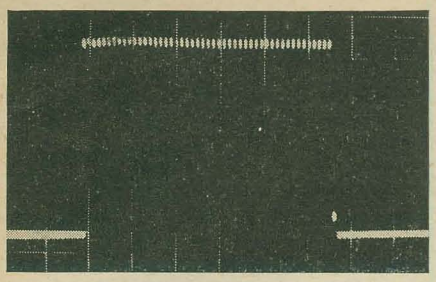


Bild 8: Trägheitsoszillogramm eines 3″-Superorthikons, über den Knick der Übertragungskennlinie ausgesteuert (2 lx)

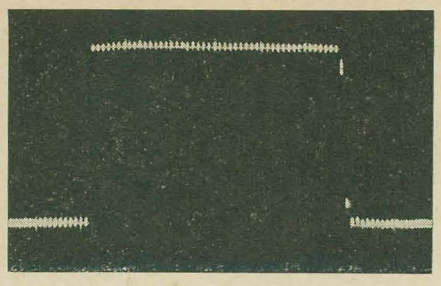


Bild 9: Trägheitsoszillogramm eines 3″-Superorthikons, über den Knick der Übertragungskennlinie ausgesteuert (2 lx) mit zeitlich verschobener Impulsbelichtung

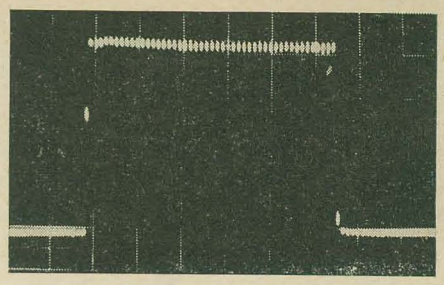


Bild 10: Trägheitsoszillogramm eines 3″-Superorthikons im linearen Teil der Übertragungskennlinie (0,1 lx)

schlüssen brachten keine befriedigenden Ergebnisse. Deshalb wurde als Impulslichtquelle eine Lichtpunktabtastströhre eingesetzt, die einen Leuchtstoff mit An- und Abklingzeiten unter 1 μs besitzt. Das Blockschaltbild der Meßanordnung zeigt Bild 7.

Der Meßvorgang wird durch die Taste mit dem Steuergerät ausgelöst, das einerseits die Zeitablenkung des Oszillografen startet und zeitlich verzögert die Lichtpunkabtastströhre synchron mit der Bildaustastlücke für eine definierte Zeit helltastet. Der Raster der Lichtpunktabtastströhre wird zur Unterdrückung der Zeilenstruktur etwas unscharf auf der Bildaufnahmeröhre abgebildet. Das von der Kamera abgegebene Bildsignal wird über ein Filter zur Bandbreitenbegrenzung dem Oszillografen zugeführt. Zur Messung wird jeweils das Signal in einem kleinen Bildfenster in Bildmitte herangezogen. Die für die Auswertung des Zeilenbündels erforderlichen synchronen Impulse werden im Austastgerät gewonnen und dem Oszillografen zur Helltastung zugeleitet. Die zeitliche Lage der Impulsbelichtung zur Abtastung kann durch eine Höhenverschiebung des Rasters auf der Lichtpunktabtastströhre verändert werden. Zur Erzielung vergleichbarer Meßwerte muß die zeitliche Lage der Belichtung zur Abtastung in einem definierten Verhältnis stehen. Die Lage wird so eingestellt, daß die Impulsbelichtung kurz vor dem Abtastvorgang im Auswertebereich der Bildaufnahmeröhre erfolgt. Wenn man das 3″-Superorthikon oberhalb des Knicks der Übertragungskennlinie betreibt, so hat es eine sehr geringe Trägheit. Die Funktion der Meßapparatur wurde mit dieser Röhre überprüft. Bild 8 zeigt ein Oszillogramm eines 3″-Superorthikons bei 2 lx Beleuchtungsstärke auf der Fotokatode. Es ist keine Einschaltträgheit zu erkennen. Nach dem Abschalten des Lichts ergibt die erste Abtastung noch den vollen Weißwert. Die Restladungen im zweiten Halbbild erzeugen noch ein Bildsignal von etwa 10% des Schwarzweißsprunges. Alle folgenden Halbbilder ergeben den Schwarzwert. Wird die Impulsbelichtung schon kurz nach der Entladung aufgebracht, so gleicht sich die Ladung im Speicher durch die Querleitfähigkeit etwas aus, und das erste Halbbild hat nach dem Abschalten der Belichtung nicht mehr den vollen Weißwert, wie Bild 9 zeigt. Im linearen Teil der Übertragungskennlinie bei etwa 0,1 lx Beleuchtungsstärke auf der Fotokatode entfällt der Mechanismus der Signalbegrenzung im Speicher, so daß sich das volle Bildsignal erst allmählich aufbauen muß (Bild 10). Der zeitliche Verlauf der Gleichgewichtseinstellung am Speicher wurde bereits im Bild 5 schematisch dargestellt.

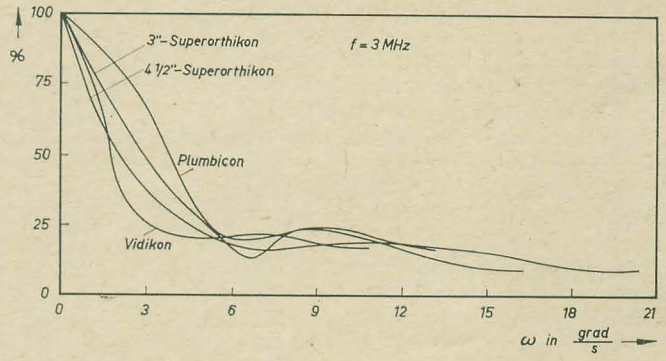
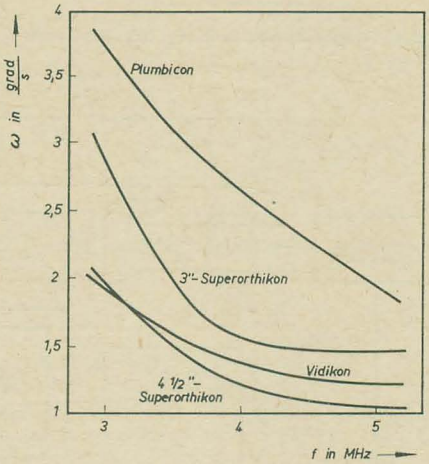


Bild 11: Modulationsabfall als Funktion der Schwenkgeschwindigkeit bei 3 MHz für das $4^1/_2$″-Superorthikon, 3″-Superorthikon, Plumbicon und 1″-Vidikon

Bild 12: Schwenkgeschwindigkeit als Funktion der Frequenz für 50% Modulationsverlust für das $4^1/_2$″- und 3″-Superorthikon, Plumbicon und Vidikon



3. Meßergebnisse

Zum Vergleich des Betriebsverhaltens wurden an den vier Bildaufnahmeröhrentypen $4^1/_2$″-Superorthikon, 3″-Superorthikon, Plumbicon und 1″-Vidikon mit beiden Meßmethoden Untersuchungen durchgeführt.

3.1. Messung mit bewegtem Strichraster

Zunächst wurde die Abhängigkeit des Modulationsabfalls bei konstanter Übertragungsfrequenz in Abhängigkeit von der Schwenkgeschwindigkeit für diese vier Bildaufnahmeröhrentypen gemessen. Bild 11 zeigt die Verhältnisse bei einer Übertragungsfrequenz von 3 MHz. Nach einem anfänglichen steilen Abfall der Modulationstiefe durchlaufen die Kurven ein Minimum, an das sich mehrere Maxima und Minima anschließen. Bei den Messungen zeigt sich also ein stroboskopischer Effekt, der sich zwischen der Abtastfrequenz und der Laufgeschwindigkeit der Streifen ausbildet.

Zu beachten ist, daß die Superorthikontypen im geradlinigen Teil der Kennlinie betrieben worden sind, so daß die Einschaltträgheit größer als beim Betrieb im Kennlinienknick erscheint. Weiterhin verfügen die Superorthikons über eine höhere absolute Modulationstiefe bei hohen Übertragungsfrequenzen, weshalb sich der Abfall durch das Schwenken hier stärker bemerkbar macht. Bild 12 zeigt diejenigen Schwenkgeschwindigkeiten in Abhängigkeit von der Übertragungsfrequenz, die einen Modulationsverlust von 50% gegenüber dem ruhenden Bild hervorrufen. das $4^1/_2$″-Superorthikon läßt gegenüber dem 3″-Superorthikon wesentlich geringere Schwenkgeschwindigkeiten zu, weil die effektive Speicherzeit beim $4^1/_2$″-Superorthikon höher als beim 3″-Superorthikon ist. Das ist durch den hohen Anteil an Restladungen im zweiten Halbbild bedingt. Das Vidikon liegt hinsichtlich der zulässigen Schwenkgeschwindigkeit zwischen beiden Superorthikontypen, während das Plumbicon noch höhere Schwenkgeschwindigkeiten als das 3″-Superorthikon zuläßt. Das typische Fahnenziehen des Vidikons, was durch die Halbleiterträgheit bedingt ist, tritt offenbar bei dieser Meßmethode nicht in Erscheinung, da die Restsignale in den Fahnen zu niedrige Absolutwerte haben.

Die zulässigen Schwenkgeschwindigkeiten des Plumbicons und des 1″-Vidikons

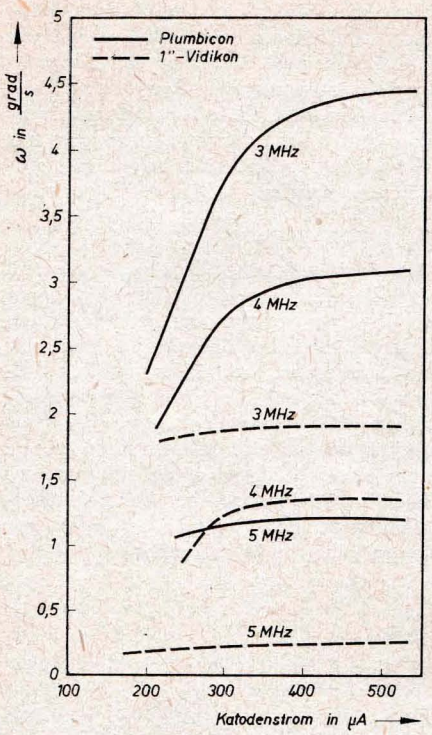
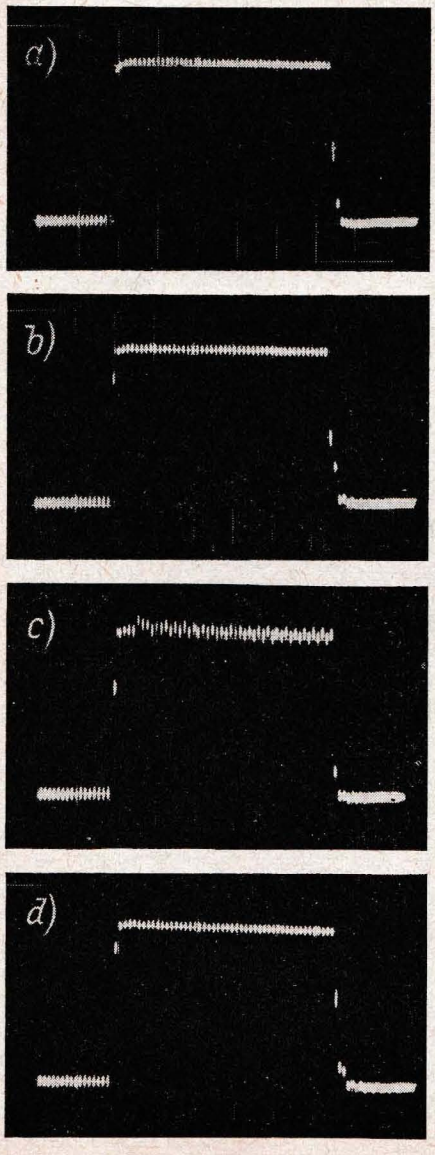


Bild 13: Schwenkgeschwindigkeit als Funktion des Katodenstromes für 50 % Modulationsverlust beim Plumbicon und 1"-Vidikon



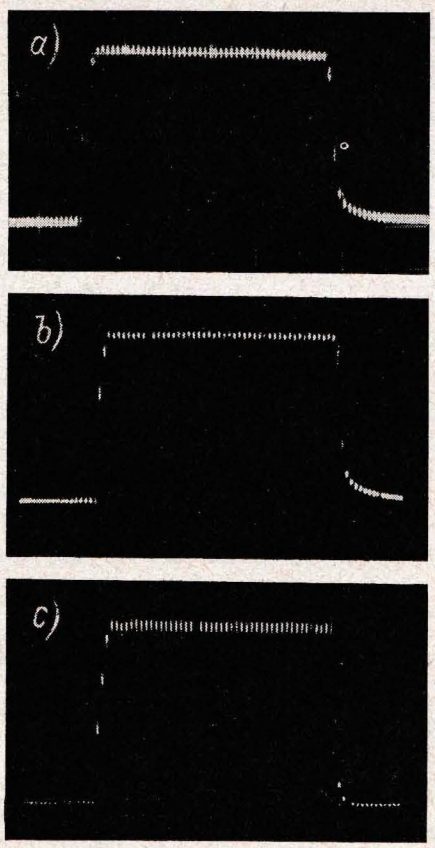


Bild 15: Trägheitsoszillogramme eines Vidikons
a) bei 80 nA Signalstrom und 50 V Signalplattenspannung
b) bei 120 nA Signalstrom und 40 V Signalplattenspannung
c) bei 300 nA Signalstrom und 28 V Signalplattenspannung

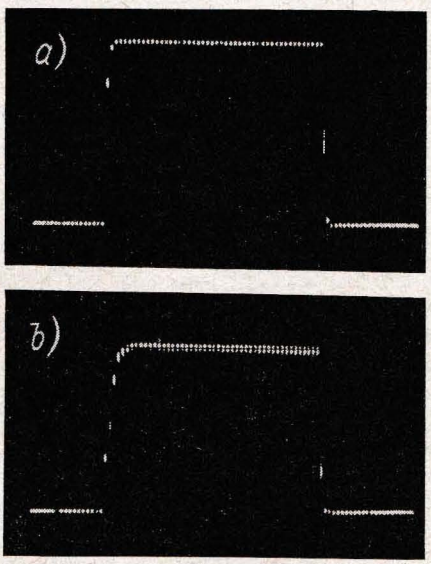


Bild 16: Trägheitsoszillogramme eines Plumbicons
a) bei 80 nA Signalstrom und 45 V Signalplattenspannung
b) bei 250 nA Signalstrom und 45 V Signalplattenspannung

◀ Bild 14: Trägheitsoszillogramme eines $4\frac{1}{2}$"-Superorthikons
a) über den Knick der Übertragungskennlinie ausgesteuert (3 lx)
b) im linearen Teil der Übertragungskennlinie (0,2 lx)
c) im linearen Teil der Übertragungskennlinie mit Flimmereffekt
d) im linearen Teil der Übertragungskennlinie (0,2 lx) mit reduziertem Strahlstrom

sind im Bild 13 in Abhängigkeit vom Katodenstrom dargestellt.
Die Verringerung der zulässigen Schwenkgeschwindigkeiten bei kleinen Katodenströmen wird beim 1"-Vidikon durch die Abtastträgheit hervorgerufen.

3.2. Messung mit Impulsbelichtung

Das Verhalten eines 3"-Superorthikons wurde bereits im Abschn. 2.2. beschrieben und ist in den Bildern 8 bis 10 dargestellt. Die an einem $4\frac{1}{2}$"-Superorthikon aufgenommenen Oszillogramme zeigt Bild 14 a bis d. Im Betrieb oberhalb des Knicks der Übertragungskennlinie bei 3 lx stellt sich an der Einschaltflanke das Gleichgewicht am Speicher erst nach mehreren Abtastungen ein (s. Bild 14a). Auch beim Ausschalten des Lichts wird eine höhere Trägheit als beim 3"-Superorthikon festgestellt, die durch die Restladungen im Speicher infolge des größeren Zeilenabstandes (s. Bilder 2 und 3) bedingt ist.
Beim Betrieb im geradlinigen Teil der Kennlinie (Bild 14b) verhalten sich die beiden Superorthikontypen ähnlich. Bild 14c zeigt das Verhalten eines $4\frac{1}{2}$"-Superorthikons im Grauwert bei 0,2 lx. Auf Grund ungünstiger Betriebsbedingungen sind nach der Gleichgewichtseinstellung am Speicher die Bildsignale in beiden Teilbildern unterschiedlich groß. Die verschiedenen Signalamplituden der beiden Halbbilder rufen ein Flimmern am Bildschreiber hervor. Dieser Effekt kann ebenfalls mit dem Vorhandensein von Restladungen in Verbindung mit geringfügigen gegenseitigen Vertikalverschiebungen der beiden Halbbildraster erklärt werden. Wird der Strahlstrom soweit reduziert, daß eine Signalbegrenzung entsprechend Bild 5 auftritt, so verschwindet der Flimmereffekt (Bild 14d). Diese Einstellung kann jedoch im praktischen Betrieb nicht angewendet werden, da hellere Bilddetails dabei nicht mehr umgeladen werden. Außerdem steigt die Trägheit an der Abschaltflanke.
Die Trägheit des Vidikons ist aus den Oszillogrammen des Bildes 15a bis c ersichtlich. Durch Steigerung der Beleuchtungsstärke wurde der Signalstrom von 80 auf 300 nA erhöht, während die Signalplattenspannung gleichzeitig von 50 auf 28 V verringert wurde. Bei kleinen Beleuchtungsstärken hat das Vidikon eine geringe Einschaltträgheit und eine hohe Abschaltträgheit. Mit wachsender Beleuchtungsstärke steigt auch die Einschaltträgheit, während die Abschaltträgheit geringer wird.
Oszillogramme des Plumbicons bei unterschiedlichem Strahlstrom zeigen die Bilder 16a und 16b. Das Plumbicon zeigt eine nahezu von der Beleuchtungsstärke unabhängige Abschaltträgheit. Beim Einschalten des Lichts wächst auch hier die Trägheit mit dem Signalstrom und damit mit der Beleuchtungsstärke. Zur Auswertung des Restsignals des zweiten Halbbildes nach Abschalten der Belichtung kann der Anzeigemaßstab am Oszillografen entsprechend Bild 17 gedehnt werden. Dadurch kann die Ablesegenauigkeit für das Restsignal gesteigert wer-

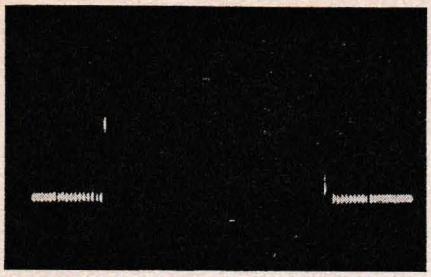


Bild 17: Trägheitsoszillogramm eines Plumbicons mit vergrößertem Maßstab zur Auswertung

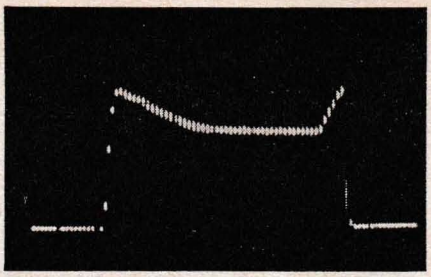


Bild 18: Trägheitsoszillogramm eines Plumbicons bei 250 nA Signalstrom und 45 V Signalplattenspannung, nicht vollständig umgeladen

den. Bei der Aufnahme des Oszillogramms im Bild 18 wurde bei einem Signalstrom von 200 nA der Strahlstrom in der Abtastsonde soweit verringert, daß die Umladung nicht mehr gewährleistet war. Die Oberfläche der Fotoleiterschicht stabilisiert sich dann erst nach vielen Abtastungen auf ein Potential, das bereits hinter dem Maximum der Stromübernahmekennlinie [I_1 (U_1) im Bild 4] liegt. Nach dem Abschalten der Belichtung steigt dann das Bildsignal zunächst an, da diese Kennlinie hierbei in umgekehrter Richtung durchlaufen wird. Aus derartigen Oszillogrammen, die unter verschiedenen Betriebsbedingungen aufgenommen wurden, kann eine Reihe von interessierenden Parametern der Fotoleiterschicht des Plumbicons meßtechnisch erfaßt und ausgewertet werden.

4. Zusammenfassung

Die charakteristischen Ergebnisse der beiden verschiedenen Meßverfahren stimmen an den untersuchten Bildaufnahmeröhrentypen überein. Während die Methode der Streifenverschiebung unmittelbar Aufschluß über das Verhalten der verschiedenen Bildaufnahmeröhrentypen im praktischen Betrieb gibt, erlaubt die Methode der Impulsbelichtung einen näheren Einblick in die Mechanismen der Signalentstehung in den Röhren und liefert gut reproduzierbare Meßergebnisse.

UHF-Konverter in Streifenleitertechnik

Dipl.-Ing. FRIEDRICH ENGELBERT und Ing. HANS-JÜRGEN ZOBIREI

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit einigen theoretischen Grundlagen von Streifenleitungs(Microstrip)-Resonatoren, wobei als praktisches Anwendungsbeispiel die Realisierung eines UHF-Konverters in gedruckter Schaltung gezeigt wird. Diese Bauweise unterscheidet sich prinzipiell von der herkömmlichen Gestaltung der Resonanzkreise in Koaxialtechnik.

Streifenleitungsresonatoren können im Gebiet der Dezimeterwellentechnik die gebräuchlichen Koaxialkreise ersetzen. Sie sind gegenüber diesen dabei in bezug auf Einfachheit, Volumen, Masse und Kosten im Vorteil. Allerdings ist die Güte des Trägermaterials von ausschlaggebender Bedeutung.

Im Frequenzbereich von 0,5···0,8 GHz werden bereits wesentlich höhere Anforderungen an die Materialgüte im Gegensatz zum herkömmlichen Leiterplattenmaterial gestellt. Geeignete Materialien sind Silikon, Glashartgewebe, Teflon, Polypropylen (Hostalen PPH) sowie Kunstharze mit und ohne Glasfaserverstärkung. Als Versuchsmaterial wurde Cevausit Cu 07 (doppelseitig kupferkaschiert; Dicke 1,5 mm) verwendet.

Einige theoretische Betrachtungen

Streifenleitungen von der Länge $l = (2n + 1)\,\lambda/4$ mit $n = 0, 1, 2\cdots\infty$ und dem Abschlußwiderstand Null (kurzgeschlossener Leitungstyp) stellen analoge Spezialfälle der Zweidrahtleitung dar, bei denen der Eingangsleitwert im Idealfall (verlustlos) Null wird (Parallelresonanz).

Längs der betrachteten Leitung bilden sich stehende Wellen der Spannung und des Stromes aus (Bild 1).

Die Vektoren der elektrischen und magnetischen Feldstärke eines realen Leitungstyps werden im Gegensatz zu denen einer unendlich ausgedehnten Parallelplattenleitung, bei welcher bekanntlich der Plattenabstand klein gegenüber der Länge der zwischen den Platten verlaufenden Welle ist, nach Größe und Richtung verändert. Das bedeutet, bei endlichen Werten von E und H ergeben sich endliche Werte der übertragenen Leistung und ein Wellenwiderstand größer als Null. Der Wellenwiderstand wird demzufolge von der Struktur eines nichtidealen Wellenleiters bestimmt, dessen Geometrie der bestimmende Faktor ist.

Auch bei Streifenleitungen ist der Wellenwiderstand eine wichtige Kenngröße, die vom Verhältnis zwischen Wellenspannung und Wellenstrom charakterisiert ist.

$$\mathfrak{Z}_L = \frac{\mathfrak{U}}{\mathfrak{I}} \qquad (1)$$

Dieses Verhältnis läßt sich meßtechnisch ermitteln. Dabei ist jedoch zu berücksichtigen, daß die Messung den bestehenden Feldverlauf nicht verändert. Es haben sich deshalb praktisch (nur) zwei Methoden als brauchbar für die Bestimmung der elektrischen Eigenschaften erwiesen, und zwar das Verfahren nach *G. A. Deschamps* und der speziell für hohe Frequenzen entwickelte elektrolytische Trog [1].

Rechnerisch vereinfacht gilt für den Wellenwiderstand eines breiten Streifenleiters mit einer gegen Null gehenden Dicke, der über einen unendlich ausgedehnten Grundleiter angeordnet ist:

$$Z_L = \frac{Z_L'}{\left\{1 + \frac{2d}{\pi b}\left[1 + \ln\left(1 + \frac{\pi b}{2d}\right)\right]\right\}} \qquad (2)$$

$$Z_L' = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}\sqrt{\frac{\mu_r'}{\varepsilon_r}} \cdot \frac{d}{b} \qquad (3)$$

Hierin sind

d ≙ Leiterabstand
b ≙ Streifenbreite
μ_0 ≙ Induktionskonstante
ε_0 ≙ Dielektrizitätskonstante
ε_r ≙ relative Permeabilität

Mit $\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \approx 377\,\Omega$ und $\mu_r = 1$ (bei Kupfer als Leitermaterial) folgt

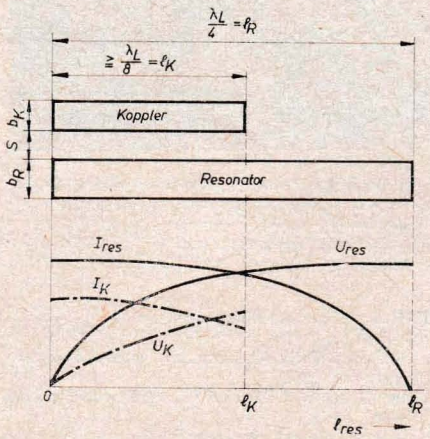


Bild 1: Resonator-Koppler-System in Streifenleitertechnik mit Strom-Spannungsverteilung

$$Z_L' = 377\,\Omega \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{d}{b} \qquad (4)$$

Für grobe Berechnungen von Z_L läßt sich Gl. (4) mit einem Fehler von 20 bis 25% benutzen.

Die unendliche Ausdehnung des Grundleiters ist in praktischen Fällen nicht gegeben. Es treten jedoch bei einem Grundleiter (Rückseite der Platine), dessen Breite $S \geqq 3\,b$ beträgt, keine nennenswerten Änderungen des Wellenwiderstandes auf.

Ein Resonator-Koppler-System von Streifenleitern zeigt Bild 1 (Oberseite der Platine). Der Resonatorstreifen stellt in Analogie zum Koaxialkreis den Innenleiter dar, wobei als Außenleiter die umseitig ausgebildete Leiterschicht der gesamten Platine mit der Breite $S \geqq 3\,b$ gilt (Abwicklung des Koaxialmantels).

Der verbindende Gedanke zu den Kammern liegt darin, daß der Streifenleiter (s. a. Bild 4) beidseitig freigeätzt ist, und zwar mit einer Mindestbreite $S' = b$ (entspricht der Forderung $S \geqq 3\,b$). Das elektrische Randfeld verläuft vom Streifenleiter durch das gegebene Dielektrikum zum Grundleiter, der als Außenleiter betrachtet werden kann. Dadurch kann ein Streifenleitungssystem in Analogie zum Koaxialkreis als relativ abgeschlossen angenommen werden. Seine Störstrahlung ist gering.

Zwischen dem Streifenleiter und dem Grundleiter befindet sich das Trägermaterial, das auch Träger des elektrischen Feldes ist. Der Verkürzungsfaktor des Materials, der bei Berechnungen der Resonatorlänge mit Gl. (6) berücksichtigt werden muß, ist

$$k = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon}} \qquad (5)$$

Gl. (5) gilt für ein Verhältnis von $b/d \geqq 4{,}5$. Dies ist dadurch begründet, daß bei Leitungen mit zusammengesetzten Dielektrika – eine Streifenleitung stellt eine solche dar – wenig über den Wert der äquivalenten Dielektrizitätskonstanten (äquivalent im Sinne von resultierend) bekannt ist. Die Abweichung vom reinen elektromagnetischen Verhalten beruht auf der Wirkung der Grenzfläche Luft–Dielektrikum [1].

Auf Grund der Tatsache, daß sich bei einem Verhältnis von $b/d \geqq 4{,}5$ mindestens 75% des elektrischen Feldes im Dielektrikum des Trägermaterials ausbilden, gilt Gl. (5). Daraus folgt, daß die Dicke des Trägermaterials möglichst gering gewählt werden sollte.

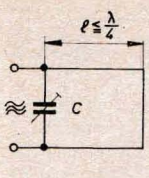
Schaltet man entsprechend Bild 2 eine Kapazität der Leitungslänge zu, so wird bei zunehmenden Kapazitätswerten die Leitungslänge scheinbar größer. Die Resonanz verschiebt sich bei $l = \lambda/4$ zu niedrigeren Frequenzen. Dadurch ist es möglich, einen Leitungsresonator abstimmfähig zu gestalten.

Der Eingangsleitwert beträgt somit

$$-\frac{1}{Z_L} \cot \beta l + \omega C = 0 \qquad (6)$$

mit

$$\beta = \frac{\omega}{V_{ph}} \qquad (7)$$



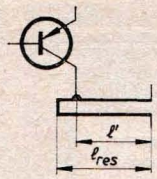


Bild 2: Abstimmbare kurzgeschlossene Resonanzleitung
Bild 3 (rechts): Galvanische Ankopplung

$$V_{ph} = c \cdot \frac{\lambda_L}{\lambda_0} \approx c \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad (8)$$

$$\beta = \frac{\omega}{c} \sqrt{\varepsilon_r} \qquad (9)$$

Hierin ist c mit $300 \cdot 10^9$ mm/s die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen. Mit Gl. (6) kann also die Länge $\lambda/4$-Resonators in Streifenleiterform berechnet werden. Aus Gl. (6) folgt weiter

$$l = \frac{1}{\beta} \operatorname{arc\,cot} (Z_L \cdot \omega C) \qquad (10)$$

bzw.

$$l = \frac{c}{\omega \sqrt{\varepsilon_r}} \operatorname{arc\,cot} (Z_L\, \omega C) \qquad (11)$$

Mit den Werten

$$\omega = 2\pi \cdot 610 \cdot 10^6 \frac{1}{S}$$

$$\varepsilon_r \text{ (Cevausit)} \approx 4$$

$$Z_L \approx 75\,\Omega$$

$C = 4$ pF (Anfangskapazität des Trimmers)

erhält man für $1/\beta = 39$ mm und arc cot $(Z_L\, \omega\, C) = 0{,}72$. Die Resonatorlänge ergibt sich somit nach Gl. (10) zu $l = 28$ mm. Dieser Wert entspricht nahezu der festgelegten Länge des Resonatorstreifens der Verstärkerstufe im nachfolgend beschriebenen UHF-Konverter.

Mit Gl. (4) läßt sich die Streifenbreite des Resonators ermitteln, und zwar:

$$b = 377\,\Omega \frac{d}{Z_L'} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad (12)$$

Mit den bereits errechneten Werten und einer gegebenen Materialstärke des Cevausit Cu 07 von $d = 1{,}5$ mm ergibt sich die Streifenbreite b mit 3,77 mm.

Als Kopplungsart bei Streifenleiterresonatoren ist die galvanische und die elektromagnetische Kopplung am günstigsten. Dabei ist jedoch zu beachten, daß auch in diesen Fällen die Resonanzkreise bedämpft und verstimmt werden. Bei der elektromagnetischen Kopplungsart, die Bild 1 zeigt, ist das Verhältnis zwischen Wellenspannung und Wellenstrom konstant und nur vom gewählten Kopplungsfaktor abhängig. Der Kopplerstreifen besitzt die Länge

$$l_K = \frac{\lambda_L}{8}$$

Hierbei ist sein Eingangswiderstand gleich dem Wellenwiderstand. Dies entspricht einer leistungsgerechten Übertragung der elektromagnetischen Energie. Natürlich verschieben sich bei einem abstimmbaren Resonator die Strom- und Spannungsknoten auf dem Streifenleiter. Diese Tatsache muß bei der Wahl der Kopplerlänge berücksichtigt werden. Es gilt

$$l_K \geqq \frac{\lambda_L}{8} \approx 0{,}7\, l_R \qquad (13)$$

Darüber hinaus erhält der Wellenwiderstand des Kopplers einen anderen Wert als der Resonator

$$Z_{LK} \geqq \sqrt{2}\, Z_L \qquad (14)$$

Der Koppler besitzt somit eine Richtdämpfung von $\geqq 3$ dB, wodurch Rückwirkungen des Kopplers auf den Resonanzkreis eingeschränkt werden. Entsprechend Gl. (14) in Verbindung mit Gl. (4) ergibt sich somit ein Kopplerstreifen, der schmaler ist als der Resonanzstreifen.

Mit

$$\eta = \exp - \left(\frac{d_ü}{4{,}043}\right) \qquad (15)$$

($d_ü$ ist die Übertragungsdämpfung)
läßt sich der Kopplungsfaktor bestimmen:

$$k = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\eta}}{1 - \sqrt{\eta}} \qquad (16)$$

Die Übertragungsdämpfung von Streifenleitungsresonatoren kann bei einer ein- und ausgangsseitig symmetrischen Koppleranordnung und einer Wobbelmessung bestimmt werden. Bei der Ankopplung eines Transistors an einen Streifenleitungsresonator erscheint die galvanische Kopplungsart vorteilhaft (Bild 3). Der Resonatorstreifen wirkt hierbei als Transformator mit einem Übersetzungsverhältnis

$$ü = \frac{l_R}{l'} \qquad (17)$$

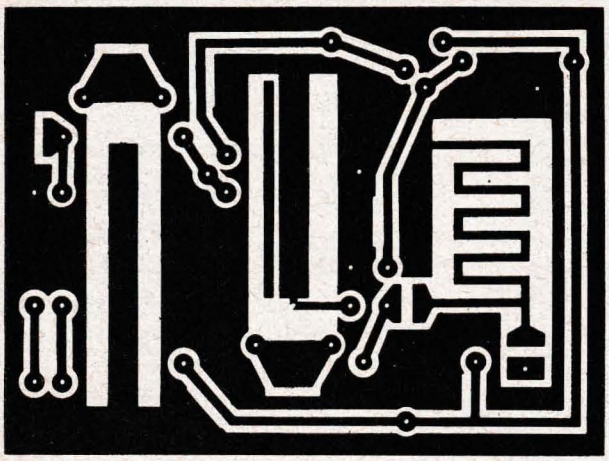
UHF-Konverter für das Band IV

Der im folgenden beschriebene UHF-Konverter nach Bild 5 stellt eine Umsetzung der gebräuchlichen Schaltungstechnik in die gedruckte Schaltungstechnik dar. Die üblichen Koppler- und Resonatorkreise werden also in Streifenleiterform ausgeführt. Im Bild 4 ist die Kopie des Ätznegativs für die Leiterplatte in natürlicher Größe dargestellt. Darauf sind deutlich der Resonator für die Verstärkerstufe mit dem Kopplerstreifen sowie der Resonator des Oszillators zu erkennen (von links nach rechts).

Das Antenneneingangssignal gelangt über einen T-Hochpaß mit einer unteren Grenzfrequenz f_u von 450 MHz zum Transistor der Vorstufe (Bild 5). Am Transistorausgang ist ein einseitig an Masse liegender $\lambda/4$-Kreis geschaltet, der mit einem Scheibentrimmer abgestimmt werden kann.

Im Gegensatz zu industriell gefertigten Konvertern, die mit einem Bandfilter zwischen Vorstufe und Oszillator arbeiten, ist der Konverter nur mit einem Resonanzkreis ausgerüstet. Um schlechte Empfangseigenschaften zu vermeiden, besitzt der Resonanzkreis einen hinreichend großen Wellenwiderstand ($Z_L \approx 80\,\Omega$). Dadurch werden zu geringe Bandbreiten vermieden.

Der Trimmer ist einseitig an den Kreishochpunkt angekoppelt, während sein anderer Anschluß hochfrequenzmäßig an Masse liegt. Danach gelangt das ver-



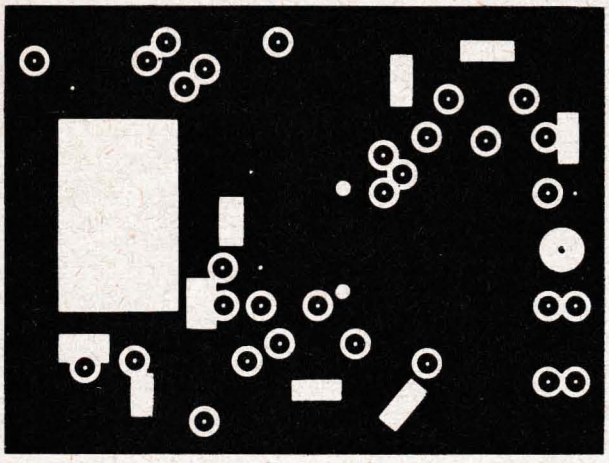


Bild 4: Leiterplatte des Konverters

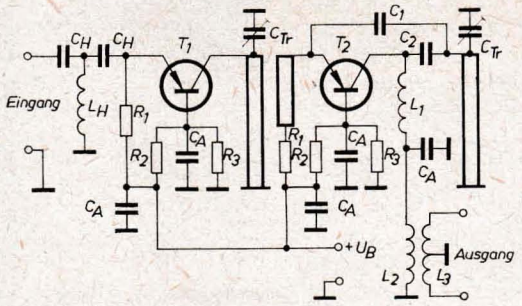


Bild 5: Schaltung des Konverters

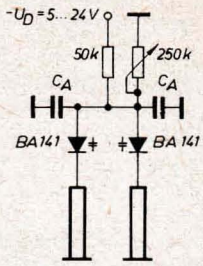


Bild 6: Abgleich mit Dioden

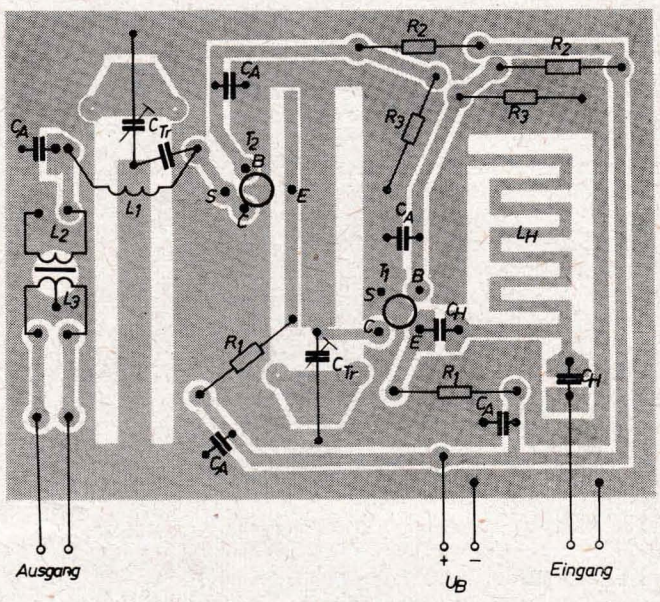


Bild 7: Bestückte Leiterplatte

stärkte Signal (VL ≈ 10 dB) über einen gleichstrommäßig freistehenden Kopplerstreifen an den Eingang der Mischstufe, deren Oszillator um etwa 60 MHz niedriger gegenüber der Empfangsfrequenz abgestimmt ist.

Der Oszillatorkreis stellt einen induktiv verstimmten einseitig an Masse liegenden $\lambda/4$-Kreis dar, der ebenfalls mit einem Scheibentrimmer abgestimmt wird. Die am Eingang des Transistors T_2 gebildete und auf den Ausgang übertragene Differenzfrequenz gelangt über eine für die Oszillatorfrequenz wirkende Sperrinduktivität zum Ausgangskreis, der für eine Frequenz von 60 MHz ausgelegt ist. Über eine entsprechende Auskoppelspule gelangt das Signal an den Eingang des Fernsehgeräts.

Um ein einwandfreies Arbeiten des Oszillators zu ermöglichen, wurde die Rückkopplung mit C_1 vorgesehen. Zur Realisierung des Prinzips der Dreipunktschaltung wird die Induktivität des Kopplerstreifens ausgenutzt, der gleichstrommäßig massefrei liegen muß. Weiterhin muß der Kopplerstreifen möglichst dünn gewählt werden, da infolge einer höheren Induktivität die Frequenzbedingung erst im unteren Bereich erfüllt wird. Den möglichen Kurzschluß des Differenzsignals am Oszillatorkreis verhindert der Sperrkondensator C_2.

Um die Wirkung verkoppelter Restfelder zwischen Oszillator- und Verstärkerstufe einzuschränken, wird der Vorkreis gegenüber dem Oszillatorkreis räumlich um 180° versetzt. Der Hinweis, daß die Störstrahlung nur unwesentlich größer gegenüber der koaxialen Bauweise ist, wurde ja bereits gegeben.

Neben der Abstimmung der Kreise durch Scheibentrimmer besteht auch die Möglichkeit einer elektronischen Abstimmung mit Kapazitätsdioden, die einen Variationsbereich von 2···12 pF aufweisen (z. B. BA 141). Zur Einstellung des Gleichlaufes von Vorstufenkreis und Oszillatorkreis dient der regelbare Spannungsteiler nach Bild 6. Die bereits variierte Diodensperrspannung ($-U_D = 5···24$ V) wird durch einen zweiten Regler R = 250 kΩ nachgezogen, wenn beim Abgleich das Bild abreißt.

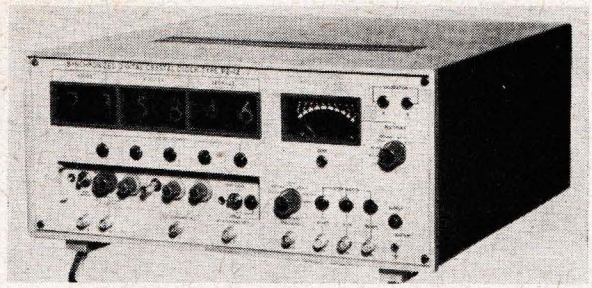
Der Konverter wird bei ausreichendem Eingangssignal abgeglichen. Mit Hilfe eines nichtmetallischen Werkzeuges wird die Oszillatorfrequenz eingestellt (bis das Bild erscheint). Läßt sich kein Ton empfangen, dann wird der Oszillator durch Weiterdrehen des Trimmers in seine Kehrlage gebracht. Danach wird der Vorkreis genau eingestellt.

Bei kurzgeschlossenen $\lambda/4$-Leitungselementen müssen Ober- und Unterseite der Platine allseitig mit gut leitenden Verbindungen versehen werden. Die Bauelemente werden mit ihren kürzesten Verbindungen eingesetzt. Es empfiehlt sich, anschlußlose Kondensatoren zu verwenden. Die Hochpaßinduktivität wird auf die Platine in Gestalt eines mäanderförmigen Leiterzuges geätzt, wobei zur Ausschaltung einer Eigenkapazität die Folie auf der Rückseite in seiner Umgebung freigeätzt wird.

Fortsetzung auf Seite 670

Dimensionierung der Schaltung

T_1	GF 145
T_2	GF 145
Tr	Scheibentrimmer 4···20 pF
R_1	Schichtwiderstand 680 Ω
R_2	Schichtwiderstand 5,6 kΩ
R_3	Schichtwiderstand 22 kΩ
C_H	Hochpaßkondensator 8 pF
C_A	Abblockkondensator 470 pF
C_1	1 pF
C_2	10 pF
L_1	10 Windungen 0,3; CuL auf 3 mm Durchmesser
L_2	Stiefelferritkern, 8 Windungen 0,3 CuL
L_3	4 Windungen 0,3 CuL
L_H	Hochpaßinduktivität $L_H \approx 45$ nH l = 1 cm; a = 4 mm; d = 1 mm; n = 7
Betriebswerte:	$U_B = 14$ V; $I_B = 5$ mA
Resonator-Vorstufe:	$l_R = 30$ mm; $b_R = 3{,}8$ mm; S′ = 4 mm (Freiätzung)
Kopplerstreifen:	$l_K = 29$ mm; $b_K = 1$ mm; $a_K = 0{,}8$ mm
Oszillatorstreifen:	$l_R = 35$ mm; $b_R = 3{,}8$ mm; S′ = 3 mm
Trägermaterial:	Cevausit Cu 07; d = 1,5 mm (doppelseitig kupferkaschiert)
C_{Tr}	Trimmer in Reihe mit $C_A = 470$ pF



Dieses Gerät kann vom Versorgungskontor für Maschinenbauerzeugnisse Berlin, Betrieb MSR, kurzfristig geliefert werden.

Gerätegruppe 19

Synchronisierbare Digital-Quarzuhr PZ – 12

ZOPAN, Warszawa, VRP **(14)**

Eingangsgrößen

1. positive Impulse für Stoppuhrbetrieb
   Spannung: + 4 V ··· + 10 V
   Impulsbetrieb: > 20 μs
   Anstiegszeit: < 1 μs
2. Normalfrequenzen bei Verwendung eines externen Normals
   Frequenz: 100 kHz, 200 kHz, 5 MHz
   Spannung: + 0,5 V ··· + 2 V
   Eingangswiderstand: ≧ 600 Ω

Ausgangsgrößen

1. Uhrzeit: zwischen 00 h 00 min 00 s
   und 23 h 59 min 59 s
2. Zeitausgabe bei Stoppuhrbetrieb bis 23 h 59 min 59,9999 s
   – Ablesung an der Ziffernanzeige bis 23 h 59 min 59 s
   – Ablesung am Zeigerinstrument 0,9999 s
3. Normalfrequenzen 1 Hz, 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz

Anwendungszweck

Die synchronisierbare Digital-Quarzuhr PZ-12 ist ein vielseitiges Laborgerät und kann als

– synchronisierbare Digital-Quarzuhr
– Präzisionsquarzstoppuhr
– Normalfrequenzquelle

eingesetzt werden: Zum Beispiel als

– Hauptuhr in Zentralzeitdiensten
– Präzisionsstoppuhr im Sport
– Normalfrequenzquelle in Frequenzlabors oder bei Vergleichsmessungen von Frequenznormalen.

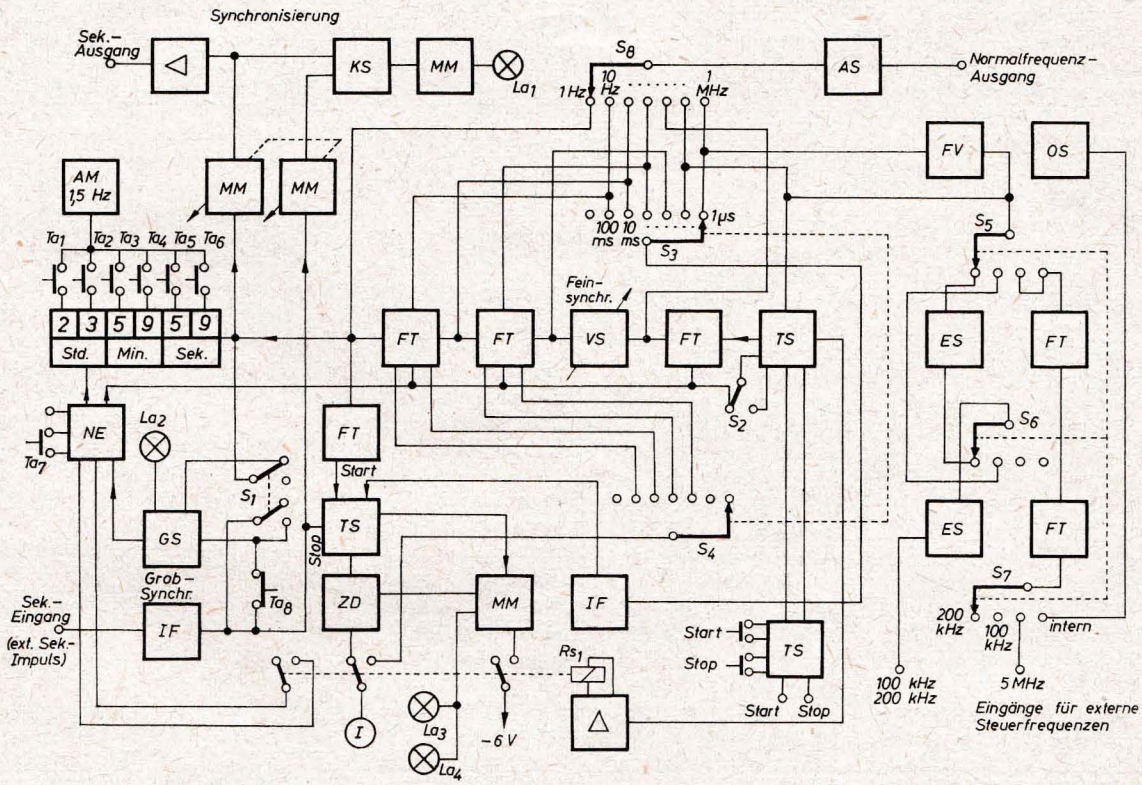


Bild 1: Blockschaltbild der Digital-Quarzuhr PZ-12

$Ta_1 \cdots Ta_6$	Zeiteinstelltasten (Feineinstellung)	S_8	Normalfrequenz-Auswahlschalter	OS	Oszillator
Ta_7	Nachstelltaste	Rs_1	Relais für Positionierung (wird in Abhängigkeit der Betätigung des Schalters S_2 erregt)	FV	Frequenzvervielfacher
Ta_8	Taste für Einzelimpulssynchronisierung (externer Impuls)			FT	Frequenzteiler
S_1	Schalter für kontinuierliche Synchronisierung			NE	Nachstelleinrichtung
S_2	Schalter für Zeiteinstellung (Positionierung)	AM	Astabiler Multivibrator	GS	Schaltung für Grobsynchronisierung
S_3/S_4	Auswahlschalter für Frequenzvervielfachung	MM	Monostabiler Multivibrator	IF	Impulsformer
$S_5/S_6/S_7$	Wahlschalter für externe Steuerfrequenzen	KS	Koinzidenzschaltung	ZD	Zählkekade
		AS	Ausgangsschaltung	I	Instrument für Statusanzeige
		ES	Eingangsschaltung	La_1	Synchronisationsanzeige
		VS	Verzögerungsschaltung	La_2	Anzeige Grobsynchronisierung
		TS	Torschaltung	La_3/La_4	Skalenbeleuchtung für Instrument

Anwender

Institute, Laboratorien (insbesondere Frequenz- und Zeitnormallabors), Prüffelder, wissenschaftlich-technische Institutionen der Astronomie, der Vermessungskunde, der Experimentalphysik, des Raumflugs, der Fernmeßtechnik, Funk-, Fernseh-, Luftfahrt- und Eisenbahn-Zentralzeitdienste, Sportstätten und Sporteinrichtungen.

Blockschaltbild

siehe Bild 1.

Anwendungshinweise

Das Gerät ist volltransistorisiert. Durch die Notspeisung aus einer Akkumulatorenbatterie wird eine ununterbrochene Arbeit an der Uhr auch dann gewährleistet, wenn Netzspannungsunterbrechungen auftreten. Das Gerät wird von einem eingebauten Quarzgenerator gesteuert, es besteht jedoch auch die Möglichkeit, es von einem externen Frequenznormal zu steuern (s. Blockschaltbild). Die letztgenannte Möglichkeit gestattet, den Gang mit einer anderen Uhr oder mit dem Zeitdienst-Normalsignal zu synchronisieren. Damit wird in Verbindung mit der Ablesemöglichkeit der Zeitabweichung vom Synchronismus schon innerhalb 20 Minuten ein Vergleich mit Frequenznormalen mit einer Unsicherheit von 10^{-10} ermöglicht. Die hohe Stabilität des internen Normals und die Möglichkeit einer stetigen Synchronisierung gestatten den Einsatz in Zentralzeitdiensten, wobei die Uhr mehrere Jahre lang nicht nachgeregelt werden muß. Die „Start"-, „Stopp"- und „Lösch"-Auslösung, die von Hand oder elektrisch vorgenommen werden kann, ermöglicht, die Uhr als Präzisions-Stoppuhr, z. B. im Sport, zu verwenden. Kleine Abmessungen, Masse sowie geringe Leistungsaufnahme und die Möglichkeit der Speisung aus einer Akkumulatorenbatterie gestatten es, die Uhr als tragbares Gerät anzuwenden.

Technische Daten:

Uhr

Ablesung	23 h 59 min 59 s
Zeitanzeige	Ziffernanzeige (Projektion)
Zeiteinstellung	mittels Taster mit einer Genauigkeit bis 1 s.
Synchronisation	stetig und mit Handtaster

Synchronisierimpuls

Amplitude	$\geqq$ 4 V
Polarität	positiv
Anstiegszeit	$\leqq$ 1 μs
Eingangswiderstand	$\geqq$ 600 Ω

Die Sekunden-Synchronisierimpulse werden von einem entsprechenden Ausgang eines Normalsignalempfängers oder von einer anderen Uhr zugeführt, die durch ein Normal mit einer höheren oder ähnlichen Stabilität gesteuert wird.

Synchronisierunsicherheit

Grobsynchronisierung	$\pm$ 20 μs
Feinsynchronisierung	$\pm$ 0,1 μs
Ablesung der Gangabweichungen vom Synchronismus	an einem Zeigerinstrument

Ablesegenauigkeit der Abweichung

im Bereich von 10 μs···1 s	$\pm$ 1 der 1. Geltungsziffer der Anzeige oder $\pm$ 10 μs bei stetiger Kontrolle der Abweichungen
im Bereich von 1 μs···10 μs	$\pm$ 1 μs bei stetiger Kontrolle der Abweichungen
im Bereich von 0,1 μs···1 μs	$\pm$ 0,1 μs bei stetiger Kontrolle der Abweichungen

Minimale Zeitdauer

für die Durchführung der Grobsynchronisierung mittels Taster	1 s
für die Durchführung der Feinsynchronisierung	etwa 30 s
für die Durchführung der Messung der Abweichungen vom Synchronismus	etwa 30 s

Ausgangs-Sekundenimpuls

Amplitude	4 V
Polarität	positiv
Anstiegszeit	$\leqq$ 0,1 μs
Ausgangswiderstand	$\leqq$ 100 Ω

Stoppuhr

Ablesung	23 h 59 min 59,9999 s
an der Ziffernanzeige	23 h 59 min 59 s
am Zeigerinstrument	0,9999 s
Start, Stopp, Löschen	mittels entsprechender Tasten durch Impulse
Amplitude	4···10 V
Polarität	positiv
Impulsdauer	> 20 μs
Anstiegszeit	< 1 μs
Eingangswiderstand	$\geqq$ 600 Ω
Meßgenauigkeit für Zeitintervall	$\Delta t = \pm 100\ \mu s \pm \Delta f/f \cdot t \pm F_1$ F_1 = Start-Stopp-Fehler

Normalfrequenzquelle

Normalfrequenzen	1 Hz, 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz
Kurvenform	Rechteckimpulse
Amplitude	$\geqq$ 7 V
Flanken-Zeiten	$\leqq$ 0,2 μs
Ausgangswiderstand	$\leqq$ 300 Ω

Steuerung

Eingebautes Normal

Frequenz	5 MHz
Langzeit-Frequenzunsicherheit nach 2 Std. Dauerbetrieb	$\pm 1 \cdot 10^{-8}$/24 h $\pm 2 \cdot 10^{-8}$/Woche
Frequenzunsicherheit durch periodische Temperaturregelung	$\pm 5 \cdot 10^{-9}$
durch Umgebungstemperaturschwankungen von + 5°C bis + 50°C	$\pm 2 \cdot 10^{-8}$
Abstimmunsicherheit	$\pm 5 \cdot 10^{-9}$

Externes Normal

Frequenz	100 kHz, 200 kHz, 5 MHz
Spannung	0,5 bis 2 V
Eingangswiderstand	$\geqq$ 600 Ω
Umgebungstemperaturbereich	+ 10°C bis 35°C

Speisespannung

vom Netz	100, 120, 220, 230 V $\pm$ 10%; 50 Hz
von einer Gleichspannungsquelle (Akkumulator)	— 8 V und — 16 V
Leistungsaufnahme	etwa 40 VA
Abmessungen in mm	452 × 463 × 210
Masse	22 kg

Dipl.-Ing. HELMUT NAST

Im Bild 6.23 ist dieser Sachverhalt dargestellt. Die Addition und Multiplikation der Funktionen liefert Funktionswerte, die von x_1, x_2 und x_3 abhängig sind. Das ist sofort einzusehen, wenn man die formelmäßige Addition und Multiplikation vornimmt.

$$y_1 + y_2 = x_1 + \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 + x_2 \cdot x_3 + \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3 = f\ (x_1, x_2, x_3)$$

$$y_1 \cdot y_2 = (x_1 + \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2)\,(x_2 \cdot x_3 + \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3) = f\ (x_1, x_2, x_3)$$

ν	x_1	x_2	x_3	$x_1 + \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2$	y_1	$x_2 \cdot x_3 + \bar{x}_2 \cdot \bar{x}_3$	y_2	$y_1 + y_2$	$y_1 \cdot y_2$
0	0	0	0	0 + 1 1	1	0 0 + 1 1	1	1	1
1	0	0	1	0 + 1 1	1	0 1 + 1 0	0	1	0
2	0	1	0	0 + 1 0	0	1 0 + 0 1	0	0	0
3	0	1	1	0 + 1 0	0	1 1 + 0 0	1	1	0
4	1	0	0	1 + 0 1	1	0 0 + 1 1	1	1	1
5	1	0	1	1 + 0 1	1	0 1 + 1 0	0	1	0
6	1	1	0	1 + 0 0	1	1 0 + 0 1	0	1	0
7	1	1	1	1 + 0 0	1	1 1 + 0 1	1	1	1

Bild 6.23: Addition und Multiplikation von Funktionen, die nicht von sämtlichen vorkommenden Variablen abhängen

Zusammenfassend läßt sich schreiben:

1. In der Wertetabelle werden die Kombinationen P_ν der Variablen $x_1, x_2, \ldots, x_n$ zeilenweise von oben beginnend ($P_0, P_1, \ldots, P_{N-1}$, wobei $N = 2^n$ ist) dargestellt.
2. In der Wertetabelle wird zeilenweise gerechnet, wobei das Wertepaar {0,1} als Boolesche Algebra aufgefaßt wird.
3. Die Wertetabelle eignet sich zur Addition und Multiplikation von Funktionen.

6.3.2. Veitch-Diagramm

In der gewöhnlichen Analysis ist die grafische Darstellung von Funktionen, wie etwa sin x, cos x, $x^2 + 5$, e^x, usw., üblich. Bei mehr als zwei Variablen ist jedoch die Darstellung nicht mehr möglich, da höchstens ein 3dimensionaler Raum (als Darstellungsraum) zur Verfügung steht.

Die Schaltfunktion $y = f\ (x_1, x_2, \ldots, x_n)$ kann in gleicher Weise wie eine Funktion in der gewöhnlichen Analysis dargestellt werden, indem an jede Kombination der $x_1, x_2, \ldots, x_n$ der entsprechende Funktionswert von y angeschrieben wird. Die möglichen Kombinationen werden deshalb als „Punkte" (Analogie zur gewöhnlichen Analysis, s. a. Abschn. 6.3.1.) bezeichnet, worauf die Bezeichnung mit P_ν deuten soll.

Die Gesamtheit dieser Punkte $P\nu$ der Variablen $x_1, x_2, \ldots, x_n$ bilden den Booleschen Raum der Variablen $x_1, x_2, \ldots, x_n$. Er ist der „Zustandsraum" eines technischen Systems, das aus n Teilsystemen besteht, d. h., jeder Punkt dieses Raumes definiert einen ganz bestimmten Zustand des Gesamtsystems.

Da der Boolesche Raum der Schaltvariablen im Gegensatz zum Zahlenraum nur endlich viele Punkte enthält, wird es möglich, eine ebene Darstellung zu wählen. Am günstigsten hat sich ein Rechteckpflaster erwiesen, das insbesondere auch ein Quadrat sein kann. Jedem Punkt P_ν wird ein Quadrat zugeordnet. Die Anordnung der Punkte P_ν (P_0 bis P_{N-1}) liegt ein für allemal fest. Sie beginnt von links oben und setzt sich nach rechts unten fort, wie beim Lesen eines Buches.

P_0	P_1	P_2	P_3
P_4	P_5	P_6	P_7
P_8	P_9	P_{10}	P_{11}
P_{12}	P_{13}	P_{14}	P_{15}

P_0	P_1
P_2	P_3
P_4	P_5
P_6	P_7

Bild 6.24: Boolescher Raum für vier Schaltvariable
Bild 6.25 (rechts): Boolescher Raum für drei Schaltvariable

Das Bildungsgesetz dieses Booleschen Raumes lautet wie folgt:

Ist n gerade, dann ergibt sich ein Quadrat mit

$$2^{\frac{n}{2}} \text{ Zeilen und Spalten}$$

Für den Fall $n = 4$ also vier Zeilen und vier Spalten. Ist n ungerade, so ergibt sich ein Rechteck, das aus

$$2^{\frac{n+1}{2}} \text{ Zeilen und } 2^{\frac{n-1}{2}} \text{ Spalten}$$

besteht. Im Fall $n = 3$ ergeben sich somit vier Zeilen und zwei Spalten.

In den Bildern 6.24 und 6.25 sind die Booleschen Räume für die beiden angegebenen Beispiele dargestellt. Man hat auf diese Weise ein Diagramm erhalten, das den Booleschen Raum der Variablen $x_1, x_2 \ldots, x_n$ veranschaulicht. Es wurde zuerst von *Veitch* angegeben und wird deshalb Veitch-Diagramm oder kurz V-Diagramm genannt.

Als nächstes muß nun die Frage beantwortet werden, wie die Schaltfunktion im V-Diagramm darzustellen ist. Da jedem Punkt P_ν ein ganz bestimmtes Feld des V-Diagrammes zugeordnet ist, trägt man eine 1 in dieses Feld ein, wenn die Schaltfunktion in diesem Punkt den Wert 1 besitzt. Hat sie dort den Wert 0, so bleibt das Feld frei.

Das V-Diagramm hat eine weitere wichtige Eigenschaft, nämlich die, daß diejenigen Zeilen und Spalten gekennzeichnet werden, wo die Variablen $x_1, x_2, \ldots, x_n$ den Wert 1 haben. Die Variablen werden einfach an die entsprechenden Zeilen und Spalten geschrieben. Da die Reihenfolge der Punkte P_ν im V-Diagramm festliegt, sind auch diese gekennzeichneten Zeilen und Spalten ein für allemal festgelegt. Im Bild 6.26 sind die V-Diagramme für $n = 1$ bis $n = 6$ dargestellt.

Zusammenfassend kann geschrieben werden:

- Das V-Diagramm ist nichts anderes als die anschaulich gestaltete Wertetabelle einer Schaltfunktion. Die ν.-Zeile der Wertetabelle wird in das ν.-Feld des V-Diagrammes transformiert.

Beispiel: Im Bild 6.27 sind die V-Diagramme der Funktionen

$$y_1 = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 + x_1 \cdot x_3 \text{ und } y_2 = x_1 (x_2 + x_3 \cdot \bar{x}_1)$$

dargestellt, deren Funktionswerte den Bildern 6.19 und 6.20 entnommen wurden. Da in beiden Fällen drei Variable vorkommen, ist das V-Diagramm für $n = 3$ zu benutzen.

6.3.3. Das Rechnen mit Schaltfunktionen im V-Diagramm

Im vorigen Abschnitt wurde festgestellt, daß das V-Diagramm die anschaulich gestaltete Wertetabelle ist. Deshalb gelten im Grunde die gleichen Rechengesetze wie beim Rechnen mit der Wertetabelle. Es gilt der folgende Satz:

- Zwei gegebene Funktionen $y_1 = f(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ und $y_2 = g(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ werden im V-Diagramm addiert und multipliziert, indem man die durch den gleichen Index ν gekennzeichneten Felder (Werte auf diesen Feldern) addiert bzw. multipliziert. Man erhält $\bar{y}_1$ und $\bar{y}_2$, indem man alle Werte auf den Feldern P_ν komplementiert. (6.3.4)

Achtung!

Im allgemeinen hängen y_1 und y_2 nicht von allen vorkommenden Variablen ab. Zur Darstellung muß jedoch das V-Diagramm benutzt werden, das sämtliche Variable enthält.

Der Satz 6.3.4. kann mit Hilfe der Mengenalgebra etwas anders formuliert werden. Dabei geht man von der Menge der Felder aus, deren Wert 1 ist (diese Menge braucht nicht zusammenhängend zu sein, d. h., es werden lediglich alle Felder betrachtet, deren Wert 1 ist). Diese Menge wird als der von y_1 und y_2 belegte Bereich des V-Diagrammes bezeichnet [$R(y_1)$ und $R(y_2)$]. Die Addition ist dann der Vereinigungsmenge der von y_1 und y_2 belegten Bereiche ($R(y_1)$ und $R(y_2)$ und die Multiplikation ist der Durchschnittsmenge der von y_1 und y_2 belegten Bereiche gleichzusetzen. Die komplementären Schaltfunktionen $\bar{y}_1$ und $\bar{y}_2$ werden erhalten, indem man die komplementären Mengen der von y_1 und y_2 belegten Bereiche bildet. Es gilt der folgende Satz:

- Zwei Funktionen y_1 und y_2 werden im V-Diagramm addiert und multipliziert, indem man die Vereinigungsmenge $R(y_1 + y_2)$ und die Durchschnittsmenge $R(y_1 \cdot y_2)$ bildet. Eine Funktion wird komplementiert, indem die komplementäre Menge zu $R(y)$, d. h. $\bar{R}(y)$, gebildet wird.

$$\begin{aligned} R(y_1 + y_2) &= R(y_1) \cup R(y_2) \\ R(y_1 \cdot y_2) &= R(y_1) \cap R(y_2) \\ R(\bar{y}) &= \bar{R}(y) \end{aligned} \qquad (6.3.5)$$

Beispiel für die Rechenregeln (6.3.4) und (6.3.5):

$$y_1 = \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 + x_1 \cdot x_3, \quad y_2 = x_1 (x_2 + x_3 \cdot \bar{x}_1)$$

Die V-Diagramme beider Funktionen sind schon im Bild 6.27 dargestellt. Die Anwendung der Rechenregeln führt auf die sich im Bild 6.28 ergebenden V-Diagramme. Der Vergleich mit Bild 6.22 zeigt ebenfalls die Richtigkeit der ermittelten Ergebnisse. Nachdem nun die Rechenregeln für das Rechnen im V-Diagramm bekannt sind, muß die Frage beantwortet werden, wie unter Umgehung der Wertetabelle direkt aus der formelmäßigen Darstellung [Darstellungsweise (1)] das V-Diagramm erhalten werden kann.

Man benutzt dazu am besten die Rechenregel (6.3.5). Entsprechend der Anzahl der vorkommenden Variablen ist das dafür zutreffende V-Diagramm zu nehmen. Diejenigen Zeilen und Spalten, in denen die einzelnen Variablen den Wert 1 haben, sind gekennzeichnet. Wenn man sich weiterhin klarmacht, daß eine Schaltfunktion

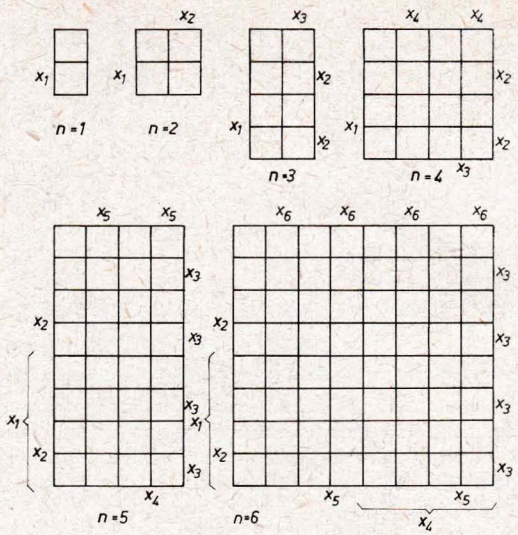


Bild 6.26: V-Diagramm für n = 1 bis n = 6 Variable

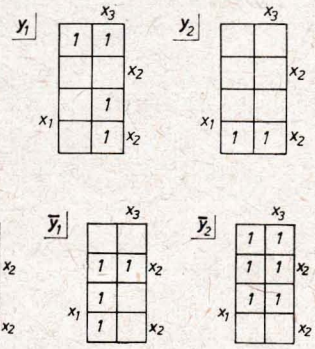


Bild 6.27: Darstellung von Schaltfunktionen im V-Diagramm

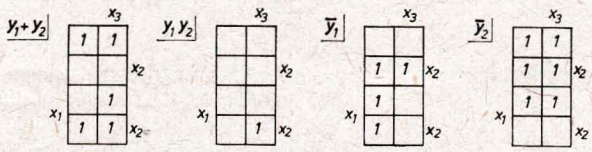


Bild 6.28: Das Rechnen im V-Diagramm (Funktionswerte aus Bild 6.27)

$f(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ dadurch entsteht, daß die einzelnen Variablen durch Addition, Multiplikation und Komplementierung miteinander verknüpft sind, so braucht man nur die Belegungen $x_1, x_2, \ldots, x_n$ zu nehmen und Formel (6.3.5) anzuwenden. Es entsteht dann die Funktion $f(x_1, x_2, \ldots, x_n)$ bzw. der von f belegte Bereich des V-Diagrammes.

An einem Beispiel soll das eben Gesagte erläutert werden. Dazu sei die Schaltfunktion

$$y = x_4 \cdot x_3 + x_2 \cdot \bar{x}_1 + \bar{x}_2 \cdot x_1$$

gegeben, die vier Variable hat. Folglich muß das V-Diagramm für $n = 4$ benutzt werden. Wir betrachten zunächst den Term (Teilfunktion) $x_4 \cdot x_3$. Danach ist also der Durchschnitt der von x_3 und x_4 belegten Bereiche zu bilden. Das sind alle x_4-Felder, die auch im x_3-Block liegen (also die vierte Spalte, - - - umrandet).

Der zweite Term lautet $x_2 \cdot \bar{x}_1$. Diese Teilfunktion hat überall dort Felder, die mit dem Wert 1 belegt sind, wo sich der Bereich $\bar{x}_1$ (die ersten zwei Zeilen) und der Bereich x_2 (zweite und vierte Zeile) schneiden. Nur die zweite Zeile ist beiden Bereichen gemeinsam, so daß im Ergebnis wiederum vier mit dem Wert 1 belegte Felder entstehen (. . . umrandet), wovon eine Eins schon bei der Behandlung des ersten Terms entstanden war. Der letzte Term lautet $\bar{x}_2 \cdot x_1$. Der Bereich x_1 wird durch die beiden letzten Zeilen, der Bereich $\bar{x}_2$ durch die erste und dritte Zeile gebildet. Beiden Bereichen gemeinsam ist nur die dritte Zeile, so daß sich nochmals vier Einsen ergeben (- . - umrandet), wovon eine Eins wiederum schon aus dem ersten Term hervorgegangen war.

Wird fortgesetzt

Farbfernsehempfänger 6

Raduga 5 BG

Dipl.-Ing. R. BEHRENS

7. Farbteil

Der Farbteil hat die Aufgabe, aus dem geträgerten Farbartsignal die Farbdifferenzsignale zu gewinnen und sie mit entsprechenden Amplituden an den Wehneltzylindern der Lochmaskenröhre zur Verfügung zu stellen. Dazu gehören im einzelnen:

- Abtrennung des F-Signals aus dem FBAS-Signal
- HF-Deemphasis
- Umwandlung der sequentiellen Farbinformation in eine simultane
- Koeffizientenausgleich zwischen rotem und blauem FD-Signal
- Demodulation des Farbträgers
- Videodeemphasis
- Gewinnung des grünen Farbdifferenzsignals
- Verstärkung aller drei Farbdifferenzsignale
- Sättigungsregelung

Darüber hinaus ist eine Kennschaltung vorhanden, die einerseits die Öffnung des Farbkanals bei Farbsendung (bzw. Schließen bei Schwarzweißsendung) und andererseits die Phasensynchronisation des 8-Diodenumschalters zu gewährleisten hat.

Der Farbteil ist auf zwei gedruckten Platten (Block 4: Dekoder, Block 5: Farbdifferenzsignalverstärker) untergebracht mit Ausnahme der drei FD-Endstufenröhren, die sich auf dem Chassis befinden.

Platine 4 enthält den volltransistorisierten Dekoder mit der Kennschaltung. Die Anschlußwerte sind:

Eingang: FBAS-Signal ($U_{ss} = 1{,}5$ V)

Ausgang: $-D_R$ und $-D_B$ ($U_{ss} = 2{,}5$ V)

Die Signalstufen des Dekoders sind mit dem pnp-Germanium-Diffusionstransistor П 416 bestückt ($f_T > 40$ MHz), der dem GF 131 entspricht. In den Impulsstufen ist der pnp-Germanium-Legierungstransistor МП 40 eingesetzt (NF-Transistor: $U_{CB\,max} = -10$ V, $I_{C\,max} = -150$ mA, $f_\alpha = 1$ MHz).

7.1. Glockenstufe

Vom Emitter des Videoverteilertransistors T_{1-6} gelangt das FBAS-Signal mit einer Amplitude von $U_{ss} = 1{,}5$ V an den Anschlußpunkt 1 des Dekoders (s. Bild 17). Der sich anschließende Hochpaß, bestehend aus C_{4-1} und dem Eingangswiderstand der nachfolgenden Transistorstufe hat die Aufgabe, die niederfrequenten Anteile des Videosignals von der Glockenstufe fernzuhalten. An die Basis von T_{4-1} gelangt somit nur das Farbsignal. Die Glockenstufe für die HF-Deemphasis besteht aus einem Parallelschwingkreis, der als Arbeitswiderstand von T_{4-1} in der Kollektorleitung liegt und dessen Frequenz mit L_{4-1} eingestellt werden kann. Eine ordnungsgemäße Deemphasis erfolgt, wenn dieser Schwingkreis die Güte $Q = 16 \pm 1$ und die Resonanzfrequenz 4,286 MHz besitzt. Am Ausgang der Glockenstufe haben im Idealfall alle Frequenzen des Farbträgers gleiche Amplitude. Da die Güte des Glockenkreises nicht beeinflußt werden kann, läßt sich nicht immer eine exakte Deemphasis erreichen. Der Glockenabgleich ist als gut zu bezeichnen, wenn die Unterschiede in den Amplituden innerhalb des Nominalhubs am Ausgang der Glockenstufe kleiner als 10% sind.

7.2. Erster 2-Diodenbegrenzer

Vom Kollektor des Transistors T_{4-1} gelangt das F-Signal zur Basis des Transistors T_{4-2}. Dieser Transistor arbeitet als Verstärker und Begrenzer. Er und der folgende 2-Diodenbegrenzer haben die Aufgabe, die Amplitude des Farbträgers zu begrenzen. Der 2-Diodenbegrenzer besteht aus den Dioden D_{4-1} und D_{4-2} vom Typ Д 20. Diese Dioden sind Germanium-Schaltdioden mit einer maximalen Sperrspannung von $U_{R\,max} = 20$ V und einem maximalen Durchlaßstrom von $I_{F\,max} = 16$ mA. Die Gesamtkapazität der Diode beträgt bei einer Sperrspannung von $U_R = 3$ V höchstens 0,5 pF.

Der Begrenzerpegel wird im wesentlichen durch die Größe von R_{4-10} und die Strom-Spannungscharakteristik der Begrenzerdioden vorgegeben, so daß das Ausgangssignal etwa 0,1 ··· 0,2 V beträgt, unabhängig von der Amplitude des Eingangssignals.

7.3. Direkter und verzögerter Kanal

Unmittelbar im Anschluß an den ersten 2-Diodenbegrenzer erfolgt eine weitere Verstärkung des Farbsignals durch die Transistorstufe T_{4-3}. Diese Stufe ist durch R_{4-14} leicht gegengekoppelt, wodurch sich der komplexe Eingangswiderstand erhöht. Als Arbeitswiderstand dieser Stufe wirkt ein durch R_{4-16} bedämpfter Schwingkreis (C_{4-11}, Fi_{4-2}).

Die Breitbandigkeit des Schwingkreises ist erforderlich, um eine gleichmäßige Übertragung aller Farbträgerfrequenzen zu garantieren. Durch seine Schwingkreiseigenschaften werden außerdem die vom ersten 2-Diodenbegrenzer herrührenden rechteckigen Farbträgeramplituden in sinusförmige umgewandelt (Aussieben der Grundwelle). Dadurch liegen an beiden Eingängen des Umschalters sinusförmige Schwingungen, wodurch Phasenfehler vermieden werden. An dieser Stelle erfolgt die bei einem SECAM-Dekoder notwendige Aufspaltung des Signalweges in den direkten und verzögerten Kanal.

7.3.1. Direkter Kanal

Von der Sekundärseite des Filters Fi_{4-2} gelangt das Farbsignal mit einer Amplitude von etwa 2 V über C_{4-14} (1 nF) auf einen Eingang des 8-Diodenschalters. Dieser

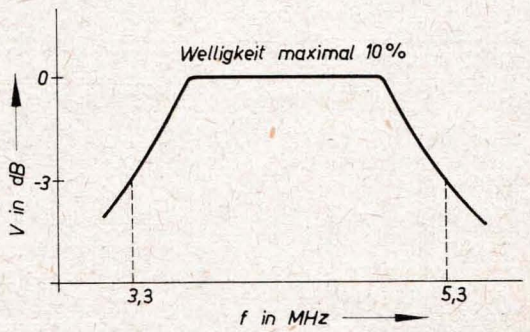


Bild 18: Durchlaßkurve des verzögerten Kanals (normiert)

Kondensator verhindert einen Kurzschluß der Schaltamplitude des Schaltertriggers nach Masse über Filter Fi_{4-2}.

Die Bandbreite des direkten Kanals beträgt mindestens 2 MHz. Beim Wobbelabgleich von der Basis T_{4-3} nach C_{4-14} wird mit C_{4-11} und dem Kern des Filters Fi_{4-2} die Durchlaßcharakteristik so eingestellt, daß im Frequenzbereich zwischen 3,3 und 5,3 MHz die Welligkeit bzw. der Abfall der Flanken kleiner als 3 dB ist.

7.3.2. Verzögerter Kanal

Der verzögerte Kanal besteht aus der Verzögerungsleitung L_{4-3} mit ihren Anpaßfiltern Fi_{4-2} und Fi_{4-3} sowie der Transistorstufe T_{4-4}. Als Verzögerungsleitung findet eine stabförmige Leitung aus Glas Anwendung, deren Verzögerungszeit $\tau = 63{,}98 \pm 0{,}04\ \mu s$ beträgt. Da der Eingangswiderstand der Verzögerungsleitung kapazitiv (etwa 3,5 nF) ist, wird sie durch das Filter Fi_{4-2} induktiv abgeschlossen.

Am Ausgang der Verzögerungsleitung befindet sich ein Aufwärtstransformator Fi_{4-3}, der ihre Dämpfung (21 dB) teilweise aufhebt. Um eine genaue Angleichung von Frequenzgang und Verstärkung des direkten und verzögerten Kanals herbeiführen zu können, folgt eine Verstärkerstufe mit T_{4-4}. In der Emitterleitung befindet sich R_{4-20}, ein kapazitiv nicht überbrückter Einstellwiderstand, der eine Gegenkopplung für das Farbsignal darstellt. Mit Hilfe dieses Reglers wird die Amplitudengleichheit des verzögerten und direkten Signals eingestellt (gemessen an den Eingängen des folgenden Umschalters).

Die Bandbreite des verzögerten Kanals soll größer als 2 MHz sein (Bild 18), wobei von der Basis T_{4-3} nach C_{4-20} gewobbelt wird. Ein falscher Abgleich, z. B. zu geringe Bandbreite, ruft eine Verbreiterung der Farbübergänge hervor. Der Abgleich des verzögerten Kanals erfolgt mit Fi_{4-3} und C_{4-16}. Dabei muß beachtet werden, daß der Abgleich des direkten Kanals (Fi_{4-2}, C_{4-11}) den Frequenzgang des verzögerten Kanals beeinflußt. Somit muß stets zuletzt der verzögerte Kanal abgeglichen werden.

Falls der Einstellregler R_{4-20} stark verstellt wird, ist eine Frequenzgangkorrektur mit dem Trimmer C_{4-16} notwendig.

Wird fortgesetzt

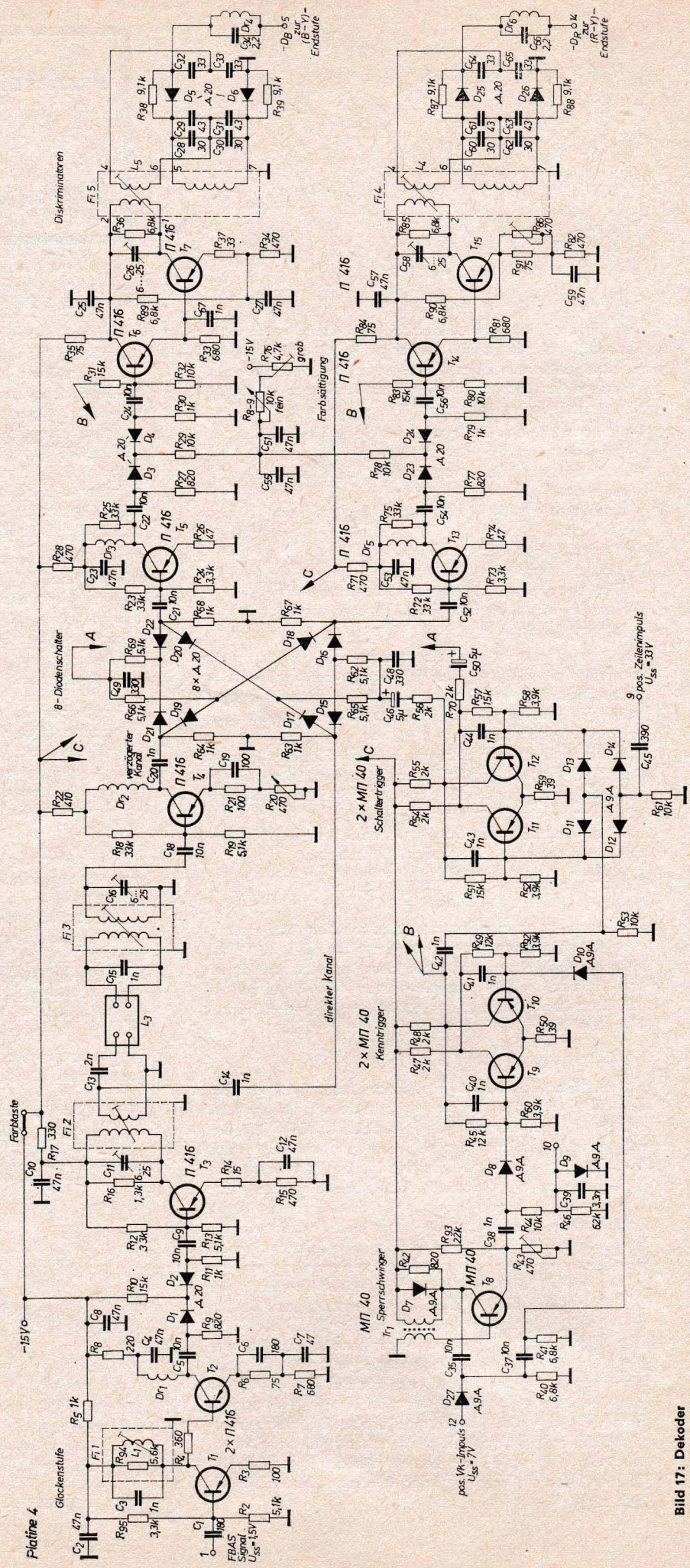


Bild 17: Dekoder

Service- und Amateurinformationen (31)

Für den Service

Mitteilung aus dem VEB Kombinat Stern-Radio Berlin

Stern-Elite N

Technische Daten

Wellenbereiche:
UKW 87,5···100 MHz
MW 529···1605 kHz
KW 5,82···7,55 MHz
LW 150···285 kHz
Stromversorgung:
6 × 1,5 V Typ R 20 oder 220 V Wechselspannung
Ausgangsleistung des NF-Verstärkers: 1 W bei k = 10%
NF-Bandbreite:
150 Hz···10 kHz nach TGL 200-7041
Zwischenfrequenz: AM 455 kHz
FM 10,7 MHz
Kreise
fest: AM 4, FM 8
variabel: AM 2, FM 2
Abstimmung:
AM und FM Drehko
Demodulation:
AM Diode
FM Ratiodetektor mit Subminiaturdioden
Anschlüsse:
Netzanschluß 220 V Wechselspannung, Außenlautsprecher, Autoantennenanschluß, TB-, TA-Anschluß
Antennen:
AM Ferritantenne, zusätzlich für Teleskopantenne
FM Teleskopantenne
Lautsprecher:
LP 553, Z = 8 Ω, P = 1,5 W
Besonderheiten:
Netzanschluß mit Schnurschalter, schaltbare AFC, Basisstabilisierung des UKW-Tuners, getrennte Höhen- und Tiefenregelung, kurzzeitig schaltbare Skalenbeleuchtung

Abgleichhinweise

ZF-Abgleich

ZF-Abgleich wie „Stern Elite", siehe Heft 5/1969, S. 145 und Heft 7/1969, S. 209

HF-Abgleich

AM

wie „Stern Elite", jedoch

LW-Oszillator 160 kHz mit $L_{112/113}$
Vorkreis 160 kHz mit L_{104}
270 MHz mit C_{108}
KW-Oszillator 6,05 MHz mit $L_{106/107/108}$
Vorkreis 6,05 MHz mit L_{101}

FM

wie „Stern Elite", jedoch werden Oszillator und Vorkreis nicht auf 87 MHz, sondern auf 87,5 MHz abgeglichen.
Bei f_e = 87,5 MHz ist mit dem Einstellregler R_{215} AM-Minimum einzustellen. Die Wechselwirkung von R_{215} und Ratiosekundärkreis ist zu beachten.

Wird fortgesetzt

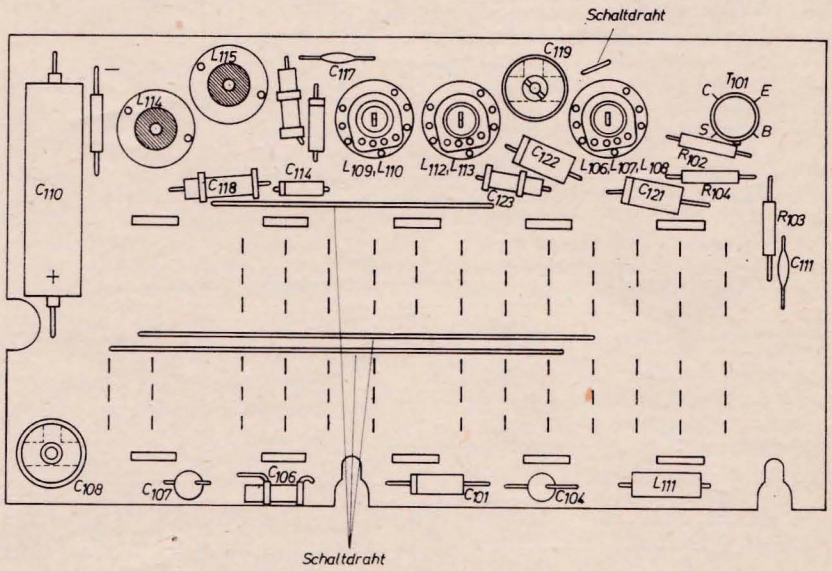


Bild 21: HF-Leiterplatte – Leiterseite – (Stern-Elite N)

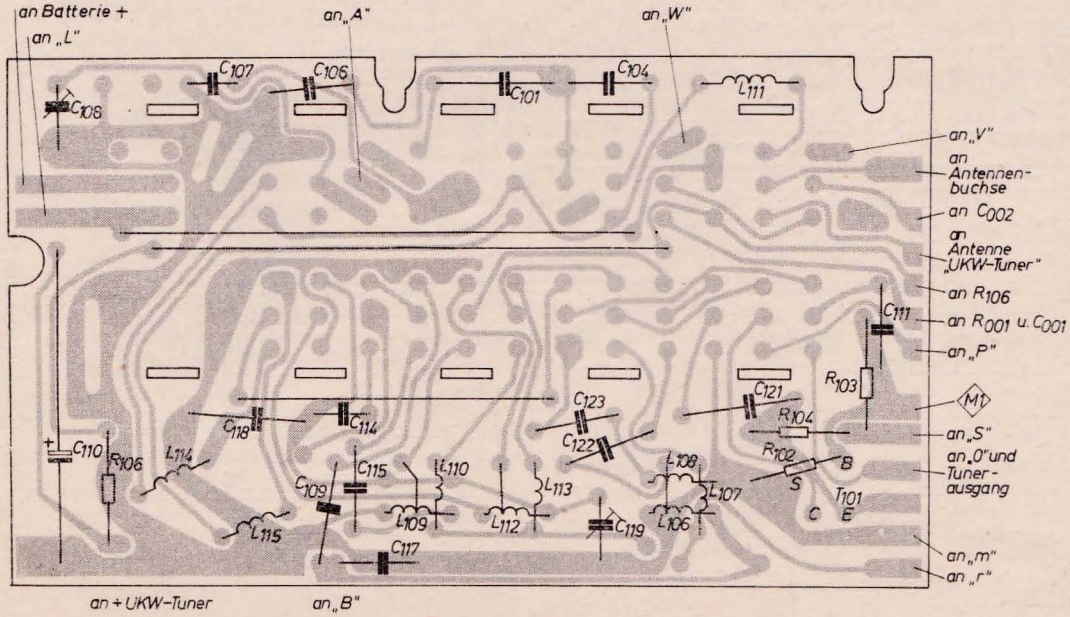


Bild 22: HF-Leiterplatte – Bestückungsseite – (Stern-Elite N)

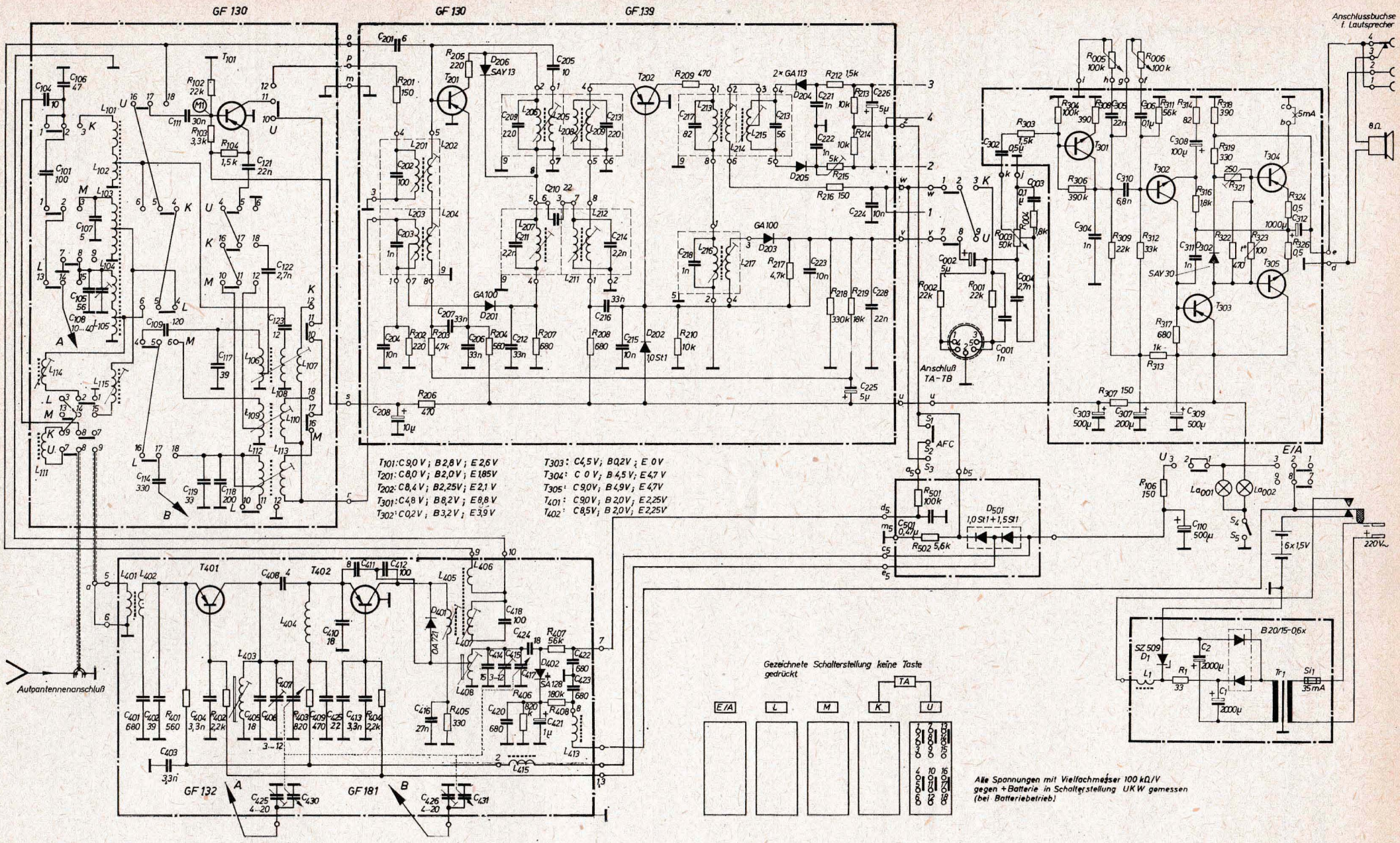
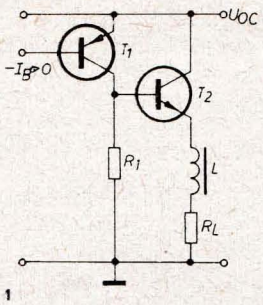


Bild 23: Stromlaufplan (Stern-Elite N)

rfe-Kurzberichte

Leistungsschalterendstufen für induktive Verbraucher

Beim Schalten induktiver Lasten mit Transistoren müssen diese vor den beim Abschalten auftretenden Spannungsspitzen geschützt werden. Die verbreitetste Methode dafür ist eine Freilaufdiode parallel zur induktiven Last. Bei Endstufen in Kollektorschaltung, die sich vorteilhaft mit komplementärer Bestückung realisieren lassen, kann der Spannungsschutz mit Diode entfallen. Hier ist es möglich, den Schalttransistor über eine einfache Widerstandskombination in der Abschaltphase so zu steuern, daß keine unzulässige Überspannung auftritt. Dabei wirkt sich die Höhe der Abschaltspannung auf die Abschaltdauer aus. Zur Erläuterung sollen die Bilder 1 und 2 benutzt werden.

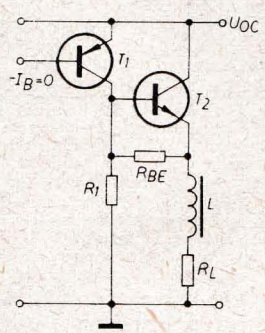


1

Bei der Schaltung nach Bild 1 sind beide Transistoren gleichzeitig stromdurchflossen. Wird der Steuerstrom abgeschaltet, sperrt T_1 (Bild 2). T_2 würde bei rein ohmscher Last auch sperren; er bleibt jedoch geöffnet, da die sich an der Induktivität aufbauende Gegen-EMK die Steuerung von T_2 über R_1 übernimmt. Erreicht die Gegen-EMK die von R_1 und R_{BE} erzeugte Schwelle von

$$U_Z' = U_{BE_2} + R_1\left(\frac{i_L}{B_2} + \frac{U_{BE}}{R_{BE}}\right)$$

steuert T_2 weiter auf. Der Spulenstrom fließt über die Kollektor-Emitterstrecke von T_2 und



2

die Versorgungsquelle. Die Widerstandskombination R_1, R_{BE} begrenzt die induzierte Spannung bei U_Z'; am Transistor tritt die Maximalspannung

$$U_{CE\,max} = U_{OC} + U_Z'$$

auf. U_Z' bleibt nicht während des gesamten Abschaltvorganges konstant; für die folgenden Näherungen soll dies jedoch vorausgesetzt werden.

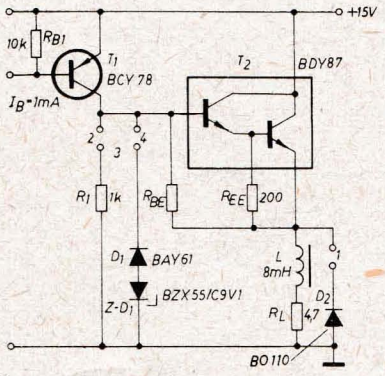
Für die Abschaltzeit bei einem Strom KI erhält man aus dem Induktionssatz

$$T_{ab} \approx \frac{L}{R_L} \frac{+\frac{U_Z'}{R_L}}{KI + \frac{U_Z'}{R_L}}$$

sie kann durch U_Z' beeinflußt werden. Die zulässige Impulsleistung und die zulässige Spannung am Transistor dürfen dabei nicht überschritten werden. Die je Abschaltvorgang am Transistor auftretende Verlustleistung ermittelt man durch Integration nach

$$P_{ab} \approx (U_{OC} + U_Z') \int_0^{T_{ab}} i_L\,dt$$

An dem praktischen Beispiel nach Bild 3 mit



3

einem 8-mH-Magnetventil sollen die verschiedenen Spannungsbegrenzungsmöglichkeiten der Kollektorschalterendstufe demonstriert werden. Man erkennt, daß der übliche Überspannungsschutz mit einer Diode in dieser Schaltung nicht nur die längste Abschaltzeit bedingt, sondern auch aufwendiger als die gezielte Widerstandsabschaltung ist. Legt man auf eine definierte Abschaltzeit Wert, ist auch in der Kollektorendstufe die Verwendung einer Z-Diode ($U_Z' \to U_Z$ = konst.) sinnvoll.

Die Verwendung des Leistungsdarlingtons BDY 87 gestattet den Einsatz leistungsschwacher Regelelemente (R_1, Z–D_1). Die Anordnung arbeitet jedoch auch mit einem einfachen npn-Transistor. Ein komplementärer Aufbau ist möglich.

Literatur: Halbleiter-Schaltbeispiele, Ausgabe 1971/72; Siemens AG

Gerät zur Elektrofunkenlegierung metallischer Oberflächen

Das Gerät ЭФИ-Электром 25 dient zum Aufbringen einer abriebfesten Oberflächenschicht auf metallische Teile. Bei ihm wird eine Kondensatorbatterie aufgeladen, und diese gespeicherte Energie wird zwischen Elektroden entladen. Zur Aufladung der Kondensatoren dient ein Brückengleichrichter mit den Si-Ventilen ВК-200. Die Gleichrichterbrücke wird über einen Streufeldtransformator aus dem Wechselstromnetz gespeist. Dadurch wird der Kurzschlußstrom begrenzt. Die Bearbeitungselektrode und die Gleichrichterbrücke werden wassergekühlt. Die Maschine wird für folgende Anwendungszwecke eingesetzt:

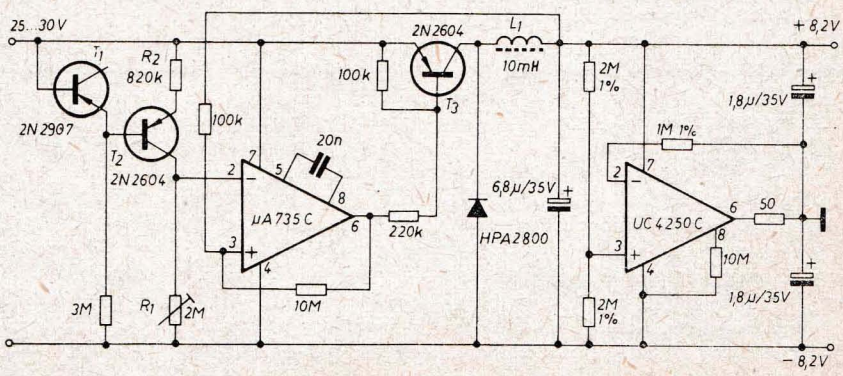
a) zum Aufbringen einer festen Oberflächenschicht von 0,5···1,5 mm Dicke und geringer Oberflächengüte
b) zur Erhöhung der Abriebfestigkeit von Teilen aus Spezialstahl, die bei erhöhter Temperatur in inerten Gasen arbeiten
c) zur Vergrößerung der Abmessungen abgenutzter Teile von Maschinen bei der Reparatur

Nähere Angaben hierzu sind vom Institut für angewandte Physik der Moldauischen Akademie der Wissenschaften zu erhalten.

Schaltregler für kleine Leistungen mit geringem Eigenstromverbrauch

Es ist bekannt, daß Schaltregler einen hohen Wirkungsgrad besitzen. Mit abnehmender Ausgangsleistung wird jedoch der Anteil der in der Schaltung selbst verbrauchten Leistung immer höher und damit der Wirkungsgrad geringer. Wenn man in einem batteriegespeisten System einen Schaltregler für vielfach geregelte Ausgangsspannungen einsetzt, so ist auf geringen Eigenverbrauch zu achten. Mit stromarmen Operationsverstärkern ist eine solche Schaltung nach dem untenstehenden Bild realisierbar. Bei einer Eingangsspannung von 25···30 V gibt die Schaltung zwei stabilisierte Spannungen (+ 8,2 V und — 8,2 V) ab. Der Wirkungsgrad beträgt 70 %, und jede Ausgangsspannung kann bis 5 mA belastet werden, ihr Innenwiderstand beträgt jeweils 0,4 Ω. Der μA 735 wird ohne äußere Frequenzgangbeschaltung eingesetzt, der zweite OPV dient als elektronischer Spannungsteiler. Die Basis-Emitter-Sperrschicht des Transistors T_1 dient als Z-Diode im Niederstromgebiet. Sie wird in Sperrichtung vorgespannt und gibt schon im Mikroamperebereich einen scharfen Knick. Durch T_2 fließt ein Strom von 10 μA, mit Hilfe des Widerstandes R_1 wird die Ausgangsspannung eingestellt. Bei kleinerer Eingangsspannung setzt man für T_1 eine Niederspannungs-Z-Diode ein. L_1 ist eine Subminiaturdrossel mit 90 Ω Gleichstromwiderstand, die benutzten Elektrolytkondensatoren sind Tantaltypen.

Literatur: „Electronic Design" 20 (1972) H. 6, S. 166



Analog-Digital-Umsetzer der elektronischen Meßtechnik

Teil 2

Dr.-Ing. GEORG TIETZE

5. Der Vergleich zwischen Analogwert und Vergleichsnormal

Wie bei jeder Art der Messung muß auch bei einer Messung mit Hilfe der AD-Umsetzung ein Vergleich zwischen Meßgröße und Vergleichsgröße, künftig (nicht ganz exakt) Vergleichsnormal genannt, erfolgen. Aus dem Vergleich zwischen Meßgröße und Normal wird im AD-Umsetzer die digitale Information zur richtigen Abbildung aus dem Originalbereich in den Bildbereich gebildet.

Je nach dem logischen Ablauf der Schritte, die im Umsetzer erfolgen müssen, bis eine Übereinstimmung zwischen Meßgröße und Vergleichsgröße festgestellt ist, und je nach der Anzahl und Abstufung der dabei verwendeten Vergleichsnormale werden drei grundsätzliche Methoden unterschieden, die durch Erweiterungen auf fünf Methoden ergänzt worden sind [4] [5].

Bei der AD-Umsetzung ist der Vergleichsvorgang dann beendet, wenn Meßgröße und Vergleichsgröße so weit übereinstimmen, daß keine Verbesserung mehr möglich ist. Der Wert der festgestellten Vergleichsgröße ist dann (über die Kodierung meistens gleichzeitig als Digitalwert vorliegend) der gesuchte Meß- bzw. Digitalwert.

Zur anschaulicheren Darstellung soll für die nächsten Ausführungen angenommen werden, daß eine Umsetzung mit einer Quantisierung in $N = 128$ Stufen (gesamter Umsetzbereich) vorzunehmen sei.

5.1. Zählmethode

Bei der Zählmethode verwendet man zum Vergleich ein einziges Vergleichsnormal, das so oft zu sich selbst addiert wird, bis die Summe der gleichen Einheiten die Größe des Meßwertes erreicht hat, die Einheit a ist in der zu messenden Größe x beispielsweise n-mal enthalten, vgl. dazu Bild 6 a.

Um die Übereinstimmung zwischen Meßgröße und Vergleichsgröße feststellen zu können, sind für einen Umsetz- bzw. Meßbereich von $N = 128$ maximal $z = 127$, also $z = N - 1$ Schritte erforderlich. Diese Schrittzahl genügt deshalb, weil die einzelnen Vergleiche, die nach Hinzufügen der Einheit a wieder erforderlich sind und keine Übereinstimmung zwischen Meß- und Vergleichsgröße ergeben haben, nach dem 127. Schritt abgebrochen werden können. Wenn nämlich die Meßgröße den Wert 127 hat, dann ist die Messung sowieso beendet. Auch wenn noch keine Übereinstimmung vorhanden ist, steht dann aber bereits fest, daß sie den Wert 128 haben muß (Voraussetzung ist dabei natürlich, daß die Meßgröße im Umsetzbereich liegt).

5.2. Iterationsmethode

Bei der Iterationsmethode verwendet man mehrere Normale, die in ihren Werten nach einem Kode abgestuft sind. Verwendet man den Binärkode, dann sind die Normale wie 1:2:4:8:16:32 usw. abgestuft, beim Dezimalkode wie 1:10:100 usw. Als Beispiel ist in Bild 6 b der Vergleich mit binär gestuften Normalen angegeben. Der Meßwert beträgt in Bild 6 b

$$x = 1 \cdot 2^3 a + 1 \cdot 2^2 a + 0 \cdot 2^1 a + 1 \cdot 2^0 a = 13\,a\,.$$

Zur Ermittlung der Zahl der erforderlichen Normale soll nur der Fall betrachtet werden, daß der gesamte Umsetzbereich in

$$N = B^p \qquad (15)$$

gleiche Stufen eingeteilt wird. Es werden dann

$$h = p = \log_B N \qquad (16)$$

Normale benötigt. Überschreitet p nur geringfügig eine ganze Zahl, dann ist jeweils der nächste ganzzahlige Wert von p an Normalen erforderlich.

Beispiel: $N = 128$

Verwendet man Normale im Binärkode, dann wird

$$p = \log_2 128 = \mathrm{ld}\ 128 = 7$$

($h = 7$ Normale),

verwendet man Normale im Dezimalkode, dann wird

$$p = \log_{10} 128 = \lg 128 = 2{,}1072$$

($h = 3$ Normale, nämlich 1, 10 u. 100).

Die Zahl der maximal erforderlichen Schritte zur Feststellung der Übereinstimmung zwischen Meß- und Vergleichswert beträgt

$$i = (B - 1)\,h = (B - 1)\log_B N\,, \qquad (17)$$

da jedes Normal nach Gl. (2) $(B - 1)$mal verwendet werden kann. Für Gl. (17) ist Voraussetzung, daß $h = p$ ganzzahlig ist, anderenfalls ist die maximal benötigte Schrittzahl über die Zerlegung von N nach Gl. (2) zu bestimmen.

Für $N = 128$ würde man also bei Verwendung des Binärkodes maximal

$$i = (2 - 1)\,\mathrm{ld}\ 128 = 1 \cdot 7 = 7$$

Schritte bis zum vollendeten Vergleich benötigen.

5.3. Direkte Methode

Bei der direkten Methode verwendet man so viele verschiedene Normale, wie Quan-

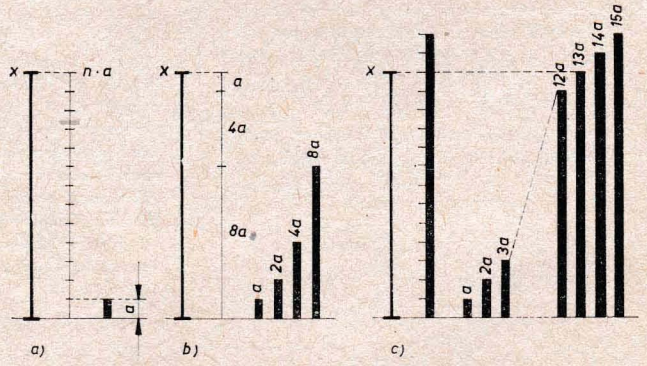


Bild 6: Vergleich zwischen dem Meßwert x und den verwendeten Vergleichsnormalen
a) Zählmethode
b) Iterationsmethode
c) direkte Methode

Fortsetzung von Seite 660

Zusammenfassung

In diesem Beitrag konnten die Grundlagen nicht erschöpfend behandelt werden. Die Darlegungen stellen somit nur Näherungslösungen dar. Sie erheben also keinen Anspruch auf Vollständigkeit. Sie sollten lediglich dazu dienen, das Gebiet der Resonatoren in Streifenleitertechnik zu interpretieren, so gut das in dieser Veröffentlichung möglich war. Im Wechselspiel zwischen Theorie und Praxis war jedoch kein prinzipieller Fehler zu finden. Als praktisches Ausführungsbeispiel wurde ein Konverter für Band IV gezeigt. Hieraus ist eine gewisse Beweisführung für die Vorteile der Streifenleitertechnik in Vorstufen-Verstärkungs- und Oszillatorschaltungen ersichtlich.

Literatur

[1] Geschwinde; Krank: Streifenleitungen. Wintersche Verlagshandlung, Füssen 1960
[2] Lackner, P.: Elektronisch abstimmbarer UHF-Verstärker auf der Basis von doppelseitig mit leitender Folie beschichtetem Dielektrikum. Funktechnik 21 (1966) H. 10, S. 376–378
[3] Sellhorn, E.: Berechnung mäanderförmiger Induktivitäten in gedruckten Schaltungen. radio und fernsehen 16 (1967) H. 23, S. 725 und 726
[4] Megla, G.: Dezimeterwellentechnik. VEB Verlag Technik, Berlin 1962

tisierungsstufen vorhanden sind. Der Wert bzw. die Größe der Normale unterscheidet sich jeweils um eine Quantisierungsstufe. Unter Berücksichtigung der Ausführungen zur Zählmethode ist es ausreichend, wenn

$$h = N - 1 \qquad (18)$$

Normale vorhanden sind, also $h = 127$ für $N = 128$.
Gleichwertig mit $N - 1$ Normalen ist ein Sammel- oder Vielfachnormal, das die entsprechende Zahl von Teilstufen enthält, wie in Bild 6c gezeigt wird.
Ein Beispiel für die Messung mit einem Vielfachnormal ist die Längenmessung mit dem Lineal bzw. Zollstock oder auch die AD-Umsetzung mit einem Kodelineal oder einer Kodescheibe (vgl. dazu 6.1.2. Kodewegumsetzer).
Da alle Normale gleichzeitig zur Verfügung stehen, genügt ein einziger Vergleichsschritt, um die Übereinstimmung zwischen Meß- und Vergleichswert festzustellen, es ist $i = 1$.

Tafel 1

Methode	Zahl der Normale	max. Zahl der Vergleichsschritte
Zählmethode	$h = 1$ (1)	$i = N - 1$ (127)
Iterationsmethode	$h = \log_B N$ (7)	$i = (B - 1) \log_B N$ (7)
direkte Methode	$h = N - 1$ (127)	$i = 1$ (1)

Die Tafel 1 zeigt eine Gegenüberstellung der drei angegebenen Grundmethoden für den Fall, daß eine Quantisierung in $N = 128$ Stufen vorzunehmen ist.
Es ist zu erkennen, daß Zählmethode und direkte Methode Grenzfälle darstellen, die einerseits in der maximal erforderlichen Zahl der Vergleichsschritte und andererseits in der Zahl der notwendigen Vergleichsnormale sehr aufwendig sind.

5.4. Erweiterte Zählmethode

Verwendet man eine Zahl von Normalen, für die die Beziehung

$$1 < h < \log_B N \qquad (19)$$

gilt, so werden die zwischen der Zählmethode und der Iterationsmethode liegenden Möglichkeiten ausgenutzt, die man unter der Bezeichnung „erweiterte Zählmethode" zusammenfaßt. Für $N = 128$ könnte man z. B. bei Verwendung des Binärkodes die Normale 1, 2 und 4 vorsehen. Bild 7a zeigt diese Möglichkeit. Allgemein lassen sich für eine Zahl von $N = B^p$ (p ganzzahlig) beispielsweise h Normale festlegen, die die Werte

$$B^0, B^1, \ldots, B^{h-2}, B^{h-1}$$

haben, wobei $h \leqq \log_B N$.
Der Vergleich wird mit dem größten Normal begonnen, das so aneinander gereiht wird, daß die letzte Stufe ab $N - B^{h-1}$ noch durch die kleineren Normale (einschließlich des Grundnormals B^0) ausgemessen werden kann. Das größte Normal wird also maximal

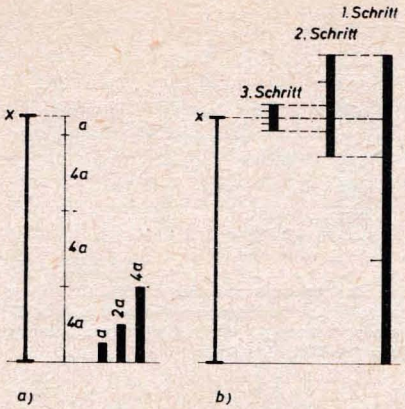


Bild 7: Vergleich zwischen dem Meßwert x und den verwendeten Vergleichsnormalen, a) erweiterte Zählmethode, b) Mehrstufenmethode

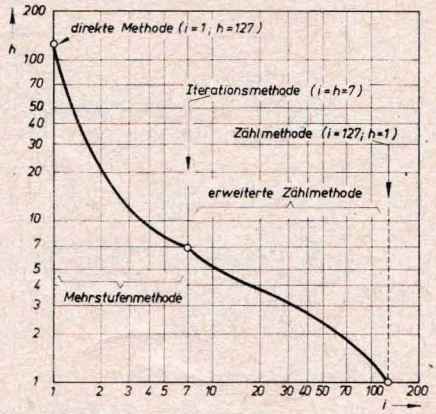


Bild 8: Zusammenhang zwischen der Zahl der notwendigen Vergleichsnormale h und der erforderlichen Schrittzahl i beim Übergang von der Zählmethode bis zur direkten Methode (Beispiel für $N = 128$, $B = 2$)

$$\frac{N}{B^{h-1}} - 1 \text{ mal}$$

eingesetzt. Die verbleibenden $h - 1$ Normale können jeweils maximal $(B - 1)$mal eingesetzt werden, dann ist der Wert $N - B^0 = N - 1$ erreicht. Insgesamt ergibt sich damit eine maximale Schrittzahl von

$$i = \frac{N}{B^{h-1}} - 1 + (h - 1)(B - 1). \qquad (20)$$

Für $h = 1$ geht die erweiterte Zählmethode in die einfache Zählmethode und für $h = \log_B N$ geht sie in die Iterationsmethode über.

5.5. Mehrstufenmethode

Bei der Mehrstufenmethode verwendet man mehrfach hintereinander die direkte Methode, wobei der Vergleich in immer feinerer Stufung erfolgt. Beim ersten (direkten) Vergleichsschritt mit einem grob gestuften Vielfachnormal wird ermittelt, in welcher Grobstufe der Meßwert liegt, innerhalb der im 2. Schritt mit dem nächst feiner gestuften Vielfachnormal direkt verglichen wird usw.
Bild 7b zeigt ein Beispiel, bei dem ein Gesamtbereich von $N = 48$ durch ein Vielfachnormal mit drei Stufen und zwei Vielfachnormale mit je vier Stufen erfaßt wird. Die Gesamtstufenzahl wird nach

$$N = N_1 \cdot N_2 \cdot N_3 \cdot \ldots \cdot N_i \qquad (21)$$

berechnet.
Da mit den einzelnen Vielfachnormalen nach der direkten Methode gearbeitet wird, benötigt man

$$h = (N_1 - 1) + (N_2 - 1) + \cdots + (N_i - 1)$$

$$= \sum_{\nu=1}^{i} N_\nu - i \qquad (22)$$

Normale bzw. i Vielfachnormale.
Die erforderliche Schrittzahl ist ebenfalls i. Die kleinste Schrittzahl benötigt man, wenn alle verwendeten Vielfachnormale gleiche Stufenzahl N′ haben, also

$$N' = N^{\frac{1}{i}} \qquad (23)$$

gewählt wird. Wird N′ nach Gl. (23) nicht ganzzahlig, dann wählt man als Stufenzahl die nächst höhere ganze Zahl. Die Anzahl der erforderlichen Normale ist dann

$$h = (N' - 1)\, i = \left(N^{\frac{1}{i}} - 1\right) i \qquad (24)$$

bzw. i Vielfachnormale.
Für den Fall, daß N nach Gl. (15) mit ganzzahligem p darstellbar ist, gilt

$$B = N^{\frac{1}{p}}. \qquad (25)$$

Damit ist zu erkennen, daß für $i = p = \log_B N$ die Gl. (24) für $B = 2$ in die Beziehung für die Iterationsmethode

$$h = \log_B N \qquad (26)$$

übergeht.
Gl. (26) ist identisch mit Gl. (16). Das zeigt, daß die Mehrstufenmethode den Bereich zwischen der Iterationsmethode und der direkten Methode ausfüllt.

5.6. Der kontinuierliche Übergang von der Zählmethode bis zur direkten Methode

Für das Beispiel mit $N = 128$ wird bei einer gewählten Basis von $B = 2$ der kontinuierliche Übergang von der Zählmethode über die Iterationsmethode zur direkten Methode in Bild 8 als Diagramm gezeigt. Die Zwischenwerte (für die erweiterte Zählmethode und die Mehrstufenmethode) wurden mit den Gln. (20) und (24) berechnet. Es ist aus der Darstellung deutlich zu erkennen, wie mit einem steigenden Aufwand an Normalen h die erforderliche Zahl der Vergleichsschritte immer geringer wird und umgekehrt.

6. Verfahren der AD-Umsetzung

Bei den in Abschnitt 3. angegebenen Möglichkeiten für die Systematisierung der AD-Umsetzer nach dem Verfahren für die Umsetzung wurde bereits die Gruppierung der Verfahren genannt. Diese werden in den nächsten Abschnitten in ihrer prinzipiellen Wirkungsweise beschrieben, dazu wird jeweils die Art der Bewertung des analogen Meßwertes und die Methode des Vergleichs zwischen Analogwert und Vergleichsnormal angegeben. Für das richtige zeitliche und logische Zusammenwirken der in den Prinzipschaltbildern angegebenen Funktionsgruppen zur Realisierung der einzelnen Umsetzverfahren sowie zur Polaritäts-

erkennung für die Eingangsspannung ist immer eine Steuerlogik erforderlich. Auf diese kann jedoch sowohl in den Prinzipschaltbildern als auch in den Erläuterungen dazu nicht eingegangen werden.

6.1. Ausschlagsverfahren – Wegverschlüßler

Das Prinzip dieser vorwiegend zur Umwandlung von mechanischen Größen verwendeten Umsetzer besteht darin, daß Schablonen in Form von

- Linealen mit Strich- (schwarz-weißer Aufdruck), Loch-, Kerb- oder Zahnmuster
- Scheiben mit den gleichen Mustern
- Walzen mit Strich- oder Profilmuster

abgetastet werden. Die Abtastung kann optisch, elektromechanisch, elektrisch-kapazitiv, elektrisch-induktiv oder elektromagnetisch erfolgen. In jedem Fall werden elektrische Impulse gewonnen, deren Zahl von der Teilung des auf dem Lineal, der Scheibe oder der Walze angeordneten Musters abhängt. Nach diesem Muster unterscheidet man zwischen Skalenstreckenumsetzern mit inkrementellem Arbeitsprinzip zur relativen Messung und Kodewegumsetzern zur absoluten Messung.

6.1.1. Skalenstreckenumsetzer

Beim Skalenstreckenumsetzer wird durch die Relativbewegung zwischen einem Abtaster und einer Skala elektromechanisch, elektromagnetisch, kapazitiv, induktiv oder optisch eine Zahl von Impulsen gewonnen und gezählt, die dem durch die Relativbewegung zurückgelegten Weg proportional ist.

Die Quantisierung der umzuwandelnden Größe (Weg oder Winkel) erfolgt, indem bei einer Weg- oder Winkeländerung um die durch die Teilung festgelegte Einheit über den Abtaster jeweils ein Impuls ausgelöst wird. Es werden L- und 0-Signale erkannt. Die gewonnenen Impulse werden einem Zähler zugeführt und summiert, so daß der Zählerstand das Meßergebnis (Zahl von Quantisierungseinheiten) angibt.

Bei einer Wegmessung muß nicht unbedingt eine AD-Umsetzung direkt aus einer linearen Bewegung erfolgen, da diese sich über Zahnstange und Ritzel in eine Drehbewegung umformen läßt. Danach kann die Digitalisierung aus der Drehbewegung vorgenommen werden.

Im Bild 9 ist eine prinzipielle Möglichkeit für einen Skalenstreckenumsetzer mit Hilfe eines Lineals mit leitenden und nichtleitenden Streifen dargestellt, durch die über mechanische Schleifkontakte und eine Gleichspannungsquelle die Impulse gewonnen werden. Durch die Anordnung zweier nebeneinanderliegender Abtastelektroden ist es möglich, über die Schaltung zur Impulsgewinnung und Richtungserkennung einen Vor-Rückwärtszähler anzusteuern. Durch die Teilung s_q auf dem Lineal ist die Quantisierungseinheit für die Umsetzung festgelegt.

Bild 10 zeigt eine prinzipielle Möglichkeit für einen Skalenstreckenumsetzer zur Umsetzung von Winkeln mit Hilfe einer Lochscheibe, die einen Lichtstrahl unterbricht. Mit einer Fotodiode werden elektrische Impulse gewonnen; die Quantisierungseinheit ist φ_q.

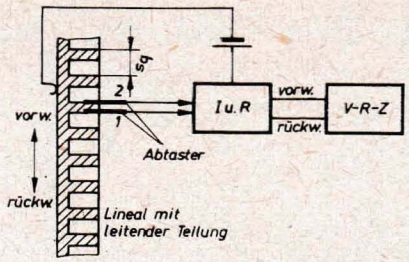


Bild 9: Skalenstreckenumsetzer mit Strichlineal zur Messung für beide Bewegungsrichtungen. I u. R = Impulsgewinnung und Richtungserkennung, V-R-Z = Vor-Rückwärtszähler

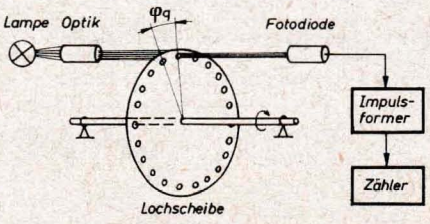


Bild 10: Skalenstreckenumsetzer mit Lochscheibe und Fotodiode (optische Abtastung)

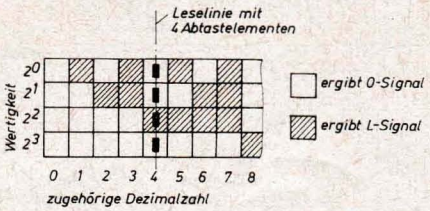


Bild 11: Ausschnitt aus einem Kodelineal mit Dualkode und Abtastelementen

Die Summierung der Impulse findet im Zähler statt; der Zählerstand z gibt die Zahl der Quanten an, die, durch die lineare oder durch die Drehbewegung in eine Richtung verursacht, vom Abtaster als Impulse gemeldet wurden.

Der Zählerstand zeigt somit den Weg

$$s = z \cdot s_q \qquad (26)$$

und den Drehwinkel

$$\varphi = z \cdot \varphi_q \qquad (27)$$

an.

Handelt es sich um eine Vor-Rückwärtszählung nach Bild 9, so zeigt der Zählerstand jeweils die momentane Lage des Strichlineals in bezug auf eine Ausgangs-(Null-)Position an, unabhängig davon, in welcher Richtung sich das Lineal für die AD-Umsetzung bewegt. Bei der Anordnung nach Bild 10 würde ein falsches Ergebnis für den Winkel angezeigt werden, wenn nach der Vorwärtsdrehung eine Rückwärtsdrehung erfolgen würde. Für eine neue Winkelmessung muß der Zähler jeweils in Nullstellung gebracht werden und die Lochscheibe in die Ausgangsposition, die als Bezugsposition gewählt wurde. Skalenstreckenumsetzer sind Momentanwertumsetzer für die Erfassung von Lage oder Position.

Wird beim Skalenstreckenumsetzer die Impulszählung bzw. die Summation der Quanten über ein festes Zeitintervall durchgeführt, dann arbeitet er als Analogwert-Frequenz-Umsetzer für lineare oder Drehgeschwindigkeiten und gehört hinsichtlich des Verfahrens zu den Zeitbasis-Umsetzern. Darauf wird in Abschnitt 6.2.2.1. näher eingegangen.

Hinsichtlich des Vergleichs zwischen Analogwert und Vergleichsnormal arbeiten die Skalenstreckenumsetzer nach der Zählmethode, da ein Vergleichsnormal (die Quantisierungseinheit) in n Schritten verwendet wird.

Prinzipiell lassen sich Skalenstreckenumsetzer auch als Umsetzer für Spannungs- oder Strommessung aufbauen. Dazu führt man beispielsweise den Lichtstrahl eines Lichtmarkengalvanometers oder eines Schleifenoszillografen über eine Skala, die den Lichtstrahl mittels Lochanordnung oder reflektierender und nichtreflektierender Felder moduliert. Ein Fotoelement wandelt diese Impulse in Spannungsimpulse um, worauf diese gezählt werden. Weitere Möglichkeiten sind durch Verwendung eines Servomotors gegeben, über den die Spannung zunächst in einen Drehwinkel umgeformt wird [3].

Ein wesentlicher Nachteil der Skalenstrekkenumsetzer besteht darin, daß alle Störimpulse, die besonders bei der Abtastung durch mechanische Kontakte auftreten können, das Meßergebnis verfälschen. Das wirkt sich vor allem bei laufenden Positionsüberwachungen aus, bei denen für lange Zeit keine Rückstellung des Zählers auf Null und des Strichlineals oder der Lochscheibe auf die Bezugsposition erfolgen, da ein einmal enthaltener Fehler ohne eine Rückstellung nicht zu eliminieren ist. Für die Umsetzung von Strom oder Spannung haben die Skalenstreckenumsetzer gegenüber den rein elektronischen Verfahren kaum noch eine Bedeutung, da die Nachteile der mechanischen Bauteile hinsichtlich der Zuverlässigkeit und der Geschwindigkeit zu groß sind.

Die Auflösung ist beim Skalenstreckenumsetzer durch die gewählte Quantisierungseinheit s_q oder φ_q festgelegt.

6.1.2. Kodewegumsetzer

Kodewegumsetzer dienen vorwiegend der Umsetzung von Positionen bei linearen Bewegungen oder Drehbewegungen. Je Quantisierungsstufe besitzen diese Umsetzer ein Muster in der gewählten Kodierung, so daß bei der Abtastung sofort die kodierte Wertigkeitszuordnung als Information zur Verfügung steht und angezeigt werden kann.

Bild 11 zeigt schematisch einen Ausschnitt aus dem Muster eines Kodelineals mit Dualkode. Das auf dem Kodelineal oder einer Kodescheibe angeordnete Muster wird auf der Leselinie mit einer solchen Zahl von Abtastern abgetastet, wie Lesespuren (Anzahl der nebeneinander liegenden bits) vorhanden sind.

Kodewegumsetzer liefern Informationssignale und eine Anzeige, die den jeweiligen Momentanwert der Position bei linearen Bewegungen und Drehbewegungen angeben.

Wie die Skalenstreckenumsetzer eignen sie sich prinzipiell auch über den Umweg der Verwendung eines Servomotors zur Spannungs- oder Strommessung [1].
Die Kodewegumsetzer spielen in der Regelungstechnik als Meßwertgeber und Stellglieder eine bedeutende Rolle. In der Nachrichtentechnik wird die Kodewegumsetzung zur Realisierung einer Puls-Code-Modulation (PCM) mittels einer speziellen Katodenstrahlröhre, die eine Kode-Maske besitzt, durchgeführt [1] [2] [3].
Hinsichtlich des Vergleichs zwischen Analogwert und Vergleichsnormal arbeiten die Kodewegumsetzer nach der direkten Methode, da für eine Quantisierung in insgesamt N Stufen N Vergleichsnormale (hier Kodemuster) in Form eines Vielfachnormals zur Verfügung stehen müssen und nach einem einzigen Vergleichsschritt (Abtastung auf der Leselinie) die Information über den Analogwert zur Verfügung steht.
Bei Kodewegumsetzern, bei denen eine einfache Abtastung auf der Leselinie wie im Bild 11 erfolgt, besteht der große Nachteil, daß eine völlig falsche Information gelesen wird, wenn Kodelineal oder -scheibe gerade eine Position einnehmen, bei der die Abtaster auf der Grenze zwischen zwei Kodemustern liegen. Weiterhin treten Fehler auf, wenn das Kodemuster an bestimmten Stellen defekt ist oder einer der Abtaster nicht arbeitet. Diese Fehler können durch eine Anzahl von Maßnahmen vermieden bzw. erkannt werden, worauf jedoch hier nicht eingegangen werden kann. Nähere Ausführungen dazu sind in [1] [2] und [8] enthalten.

Wird fortgesetzt

Schmitt-Trigger mit Speichervermögen

Dipl.-Ing. FRIEDRICH SCHWABE und Dipl.-Ing. HARALD HINZE

Mitteilung aus der Sektion „Technische Kybernetik und Elektrotechnik" Bereich „Prozeßmeßtechnik" der TH „Otto von Guericke" Magdeburg

Es werden zwei Schaltungsvarianten vorgestellt, mit deren Hilfe es möglich ist, das Ausgangssignal eines Schmitt-Triggers beliebig lange zu speichern. Dabei wird von einer normalen Schmitt-Trigger-Schaltung ausgegangen, deren Wirkungsweise hier als bekannt vorausgesetzt wird, bei der unter Zuhilfenahme von logischen Gliedern die Speicherwirkung erzielt wird.

In der digitalen Meßtechnik werden oft Schmitt-Trigger als Schwellwertschalter zur Digitalisierung eines Meßwertes eingesetzt. In den meisten Fällen handelt es sich nicht nur um eine Meßstelle, sondern um eine Vielzahl von Meßstellen, wobei der Meßwert gegebenenfalls nach einer mathematischen Verknüpfung (Summe, Differenz usw.) der einzelnen Signale gebildet wird. Man ist besonders bei schnell veränderlichen Vorgängen gezwungen, die Trigger mit einer entsprechend hohen Frequenz abzufragen und die Signale in einen Zähler oder Zwischenspeicher einzulesen. Für die im Bild 1 gezeigte Anordnung wird die minimale Abfragefrequenz nach folgender Gleichung errechnet:

$$f_{A\,min} = 2n\, f_{M\,max}$$

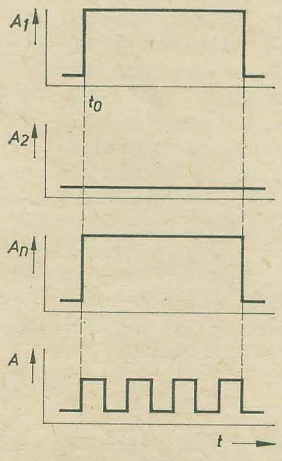


Bild 1: Beispiel einer möglichen Signalfolge

Dabei bedeuten:

$f_{A\,min}$ – minimale Abfragefrequenz

n – Anzahl der Meßstellen

$f_{M\,max}$ – maximale Änderungsfrequenz des Meßwertes

$A_1 \cdot\cdot A_n$ – Ausgänge der Schmitt-Trigger

A – Abfrageimpuls für $n = 4$.

Handelt es sich aber im Gegensatz zu der im Bild 1 gezeigten Darstellung, bei der die Signale zu einem bestimmten Zeitpunkt t_0 vorhanden oder nicht vorhanden sind, um in ihrer zeitlichen Reihenfolge statistisch verteilte Signale, wobei wieder der Meßwert durch Addition, Subtraktion usw. der Einzelsignale zu einem definierten Zeitpunkt t_1 gebildet wird, müßte man mit Hilfe paralleler Übernahme die einzelnen Signale in je einen Speicher (Flip-Flop) einspeichern und danach abfragen (Bild 2).

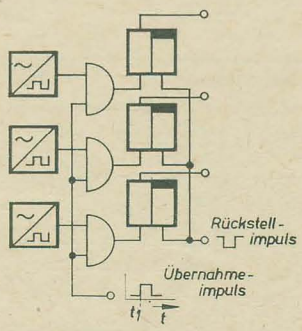


Bild 2: Schaltung zur Übernahme der Triggersignale

Mit weit geringerem Aufwand kann man den gleichen Effekt erreichen, wenn man direkt am Schmitt-Trigger eine Speicherschaltung vorsieht, die in der Lage ist, sowohl L- als auch 0-Signale über beliebig lange Zeiten zu speichern. Für die Realisierung dieser Schaltung gibt es zwei Möglichkeiten.

Speichervermögen mittels zusätzlicher Stromeinspeisung

Wie das Bild 3 zeigt, besteht diese Schaltungsvariante aus einem normalen Schmitt-Trigger (T_1, T_2), zwei UND-Gattern (G_1, G_2) und einem Negator (T_3). Falls am Anschlußpunkt S ein 0-Signal angelegt wird, stellt sich der Trigger entsprechend der am Eingang liegenden Spannung U_e ein. Soll das zu einem bestimmten Zeitpunkt t_1 vorhandene Trigger-Ausgangssignal gespeichert werden, so wird an den Anschlußpunkt S ein L gelegt.

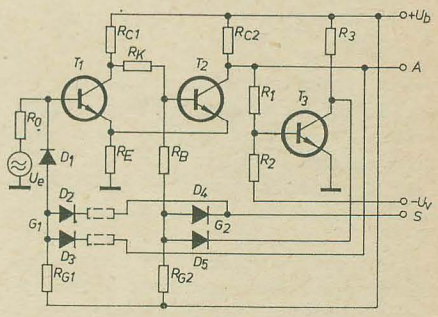


Bild 3: Schmitt-Trigger mit Speichervermögen mittels Stromeinspeisung

Speicherung des L-Signals

Falls am Triggerausgang zum Zeitpunkt t_1 ein L-Signal lag, erhalten die Dioden D_2 und D_3 des Gatters G_1 positive Spannung, so daß über die Diode D_1 zur Basis des Transistors T_1 ein zusätzlicher Strom fließt. Dieser muß mindestens so groß sein, daß er auch unter der Bedingung $U_e = 0$ den Transistor T_1 durchsteuert, so daß T_2 gesperrt bleibt und damit weiterhin der Ausgang A L-Signal führt. Der Transistor T_2 erfährt keine weitere Beeinflussung, da die Diode D_5 des UND-Gatters G_2 vom Negator (T_3) 0-Signal erhält; somit liegt der Widerstand R_B annähernd auf Massepotential.

Auf eine Berechnung der gesamten Trigger-Schaltung soll im Rahmen dieser Arbeit verzichtet werden. Über dieses Problem gibt es viele Literaturstellen; besonders in [1] sind genaue Dimensionierungsrichtlinien angegeben. Statt dessen soll der Widerstand R_{G1} berechnet werden, der im wesentlichen den zusätzlichen Steuerstrom für den Transistor T_1 bestimmt und dessen Größe vom Innenwiderstand R_0 der Steuerspannungsquelle, von den Transistorparametern sowie von der Dimensionierung der Trigger-Schaltung abhängig ist. Aus der Ersatzschaltung (Bild 4) lassen sich folgende Beziehungen ableiten:

$$U_b = U_{RG1} + U_{BE1} + U_{RE} \qquad (1)$$

$$U_{RG1} = (U_{BE1} + U_{RE}) \frac{R_{G1}}{R_0 \,||\, (R_{Ba} + R_E)} \qquad (2)$$

mit $R_{B1} = \dfrac{U_{BE1}}{i_{B1}}$.

(2) in (1) eingesetzt ergibt

$$\frac{U_b - U_{BE1} - U_{RE}}{U_{BE1} + U_{RE}} = \frac{R_{G1}}{R_0 \,||\, (R_{B1} + R_E)}. \qquad (3)$$

Setzt man für

$$U_{RE} = R_E \frac{U_b - U_{CE\,sät1}}{R_{C1} + R_E} \text{ in guter Näherung}$$

$$U_{RE} \approx \frac{R_E}{R_{C1}} U_b$$

und für

$$i_{B1} = \frac{i_{C1\,max}}{\beta_1} = \frac{U_b - U_{CE\,sät1}}{\beta_1 (R_{C1} + R_E)} \quad \text{in guter Näherung}$$

$$i_{B1} \approx \frac{U_b}{\beta_1 R_{C1}}$$

und löst die Gleichung (3) nach R_{G1} auf, so erhält man

$$R_{G1} = \frac{\left[1 - \dfrac{U_{BE1}}{U_b} - \dfrac{R_E}{R_{C1}}\right] \cdot \left[\dfrac{U_{BE1}}{U_b} \beta_1 R_{C1} + R_E\right]}{\left[\dfrac{U_{BE1}}{U_b} + \dfrac{R_E}{R_{C1}}\right] \cdot \left[1 + \beta_1 \dfrac{U_{BE1}}{U_b} \cdot \dfrac{R_{C1}}{R_0} + \dfrac{R_E}{R_0}\right]}. \qquad (4)$$

Dieser errechnete Widerstandswert für R_{G1} ist der Maximalwert, der eingesetzt werden kann, damit auch im ungünstigsten Fall der Transistor T_1 bis zur Sättigung durchgesteuert wird. Es ist in dieser Schaltungsvariante auch möglich, die Diode D_1, die hier nur eine Entkoppelfunktion hat, wegzulassen. In diesem Fall müssen die beiden gestrichelt gezeichneten Widerstände (Bild 3) eingesetzt werden, die dann diese Funktion übernehmen. Ihr Widerstandswert ist relativ unkritisch und liegt bei einigen Kiloohm. Für R_{G1} sollte dann der maximal errechnete Wert eingesetzt werden, um die Steuerspannungsquelle genügend von der Betriebsspannung zu entkoppeln.

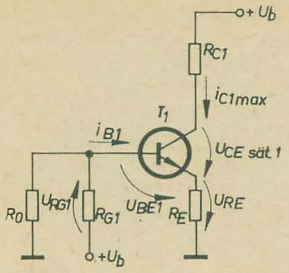


Bild 4: Ersatzschaltung für die Speicherung des L-Signals

Speicherung des 0-Signals

Falls der Triggerausgang zum Zeitpunkt t_1 0-Signal führte, erhalten beide Dioden (D_4, D_5) des Gatters G_2 positive Spannung, so daß zur Basis des Transistors T_2 über den Widerstand R_B ein zusätzlicher Strom fließt. Auch hier muß dieser Strom wieder so groß sein, daß er auch für den Fall, daß der Transistor T_1 von der Steuerspannungsquelle U_e durchgesteuert ist, den Transistor T_2 sicher sättigt.

Für die Berechnung des Widerstandes R_{G2} gelten unter Berücksichtigung der Ersatzschaltung (Bild 5) folgende Beziehungen:

$$U_b = U_{RG2} + U_{RB} + U_{BE2} + U_{RE} \qquad (5)$$

$$U_{RG2} + U_{RB} = (U_{BE} + U_{RE}) \frac{R_{G2} + R_B}{R_{B2} \,||\, (R_K + R_{cE1}) + R_E} \qquad (6)$$

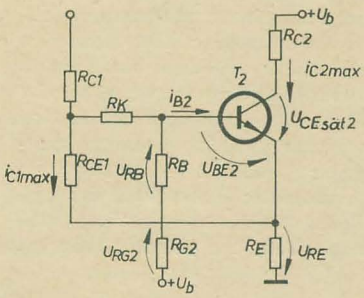


Bild 5: Ersatzschaltung für die Speicherung des 0-Signals

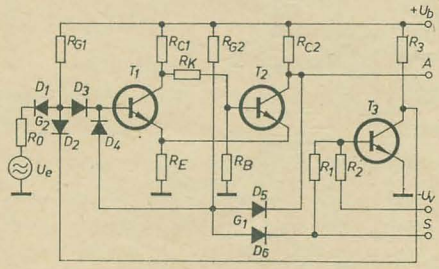


Bild 6: Schmitt-Trigger mit Speichervermögen mittels Abtrennung der Steuerspannungsquelle und Stromeinspeisung

mit $R_{B2} = \dfrac{U_{BE2}}{i_{B2}}$ und $R_{cE1} = \dfrac{U_{CE\,sät1}}{i_{c1\,max}}$.

Die Gleichung (6) in (5) eingesetzt ergibt:

$$\frac{U_b - U_{BE} - U_{RE}}{U_{BE} + U_{RE}} = \frac{R_{G2} + R_B}{R_{B2} \,||\, (R_K + R_{cE1}) + R_E}. \qquad (7)$$

Setzt man für:

$$U_{RE} = R_E (i_{c1\,max} + i_{c2\,max})$$

$$U_{RE} = R_E \left(\frac{U_b - U_{CE\,sät1}}{R_{c1} + R_E} + \frac{U_b - U_{CE\,sät2}}{R_{c2} + R_E}\right)$$

in guter Näherung

$$U_{RE} \approx U_b \left(\frac{R_E}{R_{c1}} + \frac{R_E}{R_{c2}}\right)$$

und löst die Gleichung (7) nach R_{G2} auf, so erhält man:

$$R_{G2} = \left[\frac{1 - \dfrac{U_{BE2}}{U_b} - \left(\dfrac{R_E}{R_{c1}} + \dfrac{R_E}{R_{c2}}\right)}{\dfrac{U_{BE2}}{U_b} + \dfrac{R_E}{R_{c1}} + \dfrac{R_E}{R_{c2}}}\right] \cdot \left[\frac{\dfrac{U_{BE2}}{U_b} \beta_2 R_{c2} \left(R_K + \dfrac{U_{CE\,sät1}}{U_b} R_{c1}\right)}{\dfrac{U_{BE2}}{U_b} \beta_2 R_{c2} + R_K + \dfrac{U_{CE\,sät1}}{U_b} R_{c1}} + R_E\right] - R_B \qquad (8)$$

Dieser errechnete Wert für R_{G2} stellt auch wieder den maximalen Wert dar, den man einer guten Entkopplung wegen hier einsetzen sollte.

Realisierung des Speichervermögens durch Abtrennung der Steuerspannungsquelle und Stromeinspeisung

Wie das Bild 6 zeigt, besteht auch diese Schaltungsvariante aus der normalen Trigger-Schaltung, einem Negator, zwei UND-Gattern sowie zwei zusätzlichen Dioden (D_3, D_4), die zur Entkopplung dienen. Sie unterscheidet sich von der im Bild 3 gezeigten Schaltung im Aufwand lediglich durch diese beiden Dioden, was gegebenenfalls ein Entscheidungskriterium bei entsprechend hoher Stückzahl sein kann.

Für die Speicherung des 0-Signals wird hier die Tatsache ausgenutzt, daß der Trigger bei offenem Eingang stets 0-Signal an seinem Ausgang führt. Deswegen wird der Speicherimpuls (L-Signal) negiert (T_3), so daß für diese Zeit die Steuerspannungsquelle (U_e, R_0) durch das Gatter G_2 vom Triggerausgang getrennt ist. Vom Gatter G_1 erfolgt in diesem Falle keine Beeinflussung, da an der Diode D_5 0-Signal liegt.

Bei der Speicherung des L-Signals wird auch wieder vom Gatter G_1 der Basis des Transistors T_1 ein zusätzlicher Strom eingespeist, so daß der Transistor T_1 geöffnet und der Transistor T_2 für die Dauer des Speicherimpulses gesperrt bleibt.

Abschließend kann bemerkt werden, daß die im Bild 6 gezeigte Schaltung etwas unkritischer in der Dimensionierung ist. Dieser Vorteil wird durch den Einsatz der beiden zusätzlichen Dioden (D_3, D_4) erkauft. Im Prinzip läßt sich natürlich die Schaltung im Bild 3 durch zusätzliche Diodenentkopplung in der Dimensionierung ebenso unkritisch machen.

Literatur

[1] Grundschaltungen: Schmitt-Trigger. Elektronik 1967, H. 5 Arbeitsblatt Nr. 15

Verzerrungsmeßtechnik

Teil 2 und Schluß

Meßtechnik für die Heimakustik

Dipl.-Ing. LUTZ WELLNER

Mitteilung aus dem Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik, Dresden

4. Verzerrungsmessungen in der Magnet- und Nadeltontechnik

4.1. Allgemeine Probleme

Auf Grund des Prinzips der Schallspeicherung auf einem sich bewegenden Informationsträger können bei Aufnahme und Wiedergabe des Signals Gleichlaufschwankungen entstehen, die sich als Frequenzverschiebungen bemerkbar machen. Bei Verzerrungsmessungen können deshalb Meßgeräte, zu deren Funktion eine genaue Frequenzeinstellung nötig ist (z. B. Klirrfaktormeßbrücken), nicht unmittelbar eingesetzt werden.

Beim Einsatz von Filtern muß beachtet werden, daß deren Bandbreite mindestens doppelt so groß sein muß wie der Frequenzhub der durch Gleichlaufschwankungen hervorgerufenen Frequenzmodulation. Weiterhin muß sichergestellt werden, daß das Meßergebnis nicht durch Störgrößen, wie Brummen oder Rauschen (Plattenrauschen, Modulationsrauschen des Magnetbandes), verfälscht wird. Diese Fehlerquellen lassen sich durch schmalbandiges Messen zum großen Teil ausschalten.

Verzerrungsmessungen an Nadeltongeräten dienen vornehmlich der Qualitätsbeurteilung, wogegen die Angabe eines Verzerrungsfaktors, meist des Klirrfaktors, in der Magnettontechnik zur Kennzeichnung der sog. Vollaussteuerung verwendet wird.

4.2. Wirkung linearer Verzerrungen

Die Übertragungssysteme der Magnet- und Nadeltontechnik haben, „über alles" gemessen, im angegebenen Übertragungsbereich einen konstanten, von der Frequenz unabhängigen Übertragungsfaktor. Das trifft für die einzelnen Übertragungsglieder jedoch nicht zu. Aus prinzipbedingten Gründen (z. B. ω-Gang bei der Wiedergabe einer Magnettonaufzeichnung) und zur Verbesserung des Störspannungsabstandes wird das Signal innerhalb des Übertragungsweges durch Glieder mit frequenzabhängigen Übertragungsfaktoren (z. B. Entzerrerverstärker) mehrmals linear verzerrt. Hinsichtlich ihres Übertragungsverhaltens lassen sich in den Übertragungsketten der Magnet- und Nadeltontechnik folgende Arten von Vierpolen angeben:

- Vierpole mit frequenzunabhängigem Übertragungsfaktor und frequenzunabhängiger Aussteuerungsgrenze: Schnellabtaster, lineare Vorverstärker, Leistungsverstärker
- Vierpole mit frequenzabhängigem Übertragungsfaktor und frequenzabhängigen Aussteuerungsgrenzen: Entzerrerverstärker, Magnetband

Die Glieder mit frequenzabhängigem Übertragungsfaktor bzw. lineare Verzerrungen haben natürlich einen bestimmten Einfluß auf die nichtlinearen Verzerrungsprodukte. Allgemein läßt sich angeben, daß lineare Verzerrungen vor dem nichtlinearen Glied die Aussteuerung der nichtlinearen Kennlinie verändern. Lineare Verzerrungen hinter dem nichtlinearen Glied beeinflussen den Pegel der Verzerrungsprodukte.

Ist die Größe der linearen Verzerrungen bekannt, dann kann ihr Einfluß auf die nichtlinearen Verzerrungen genau berechnet werden. Ausgehend von einer Kennlinie nach Gl. (1) kann das in allgemeiner Form erfolgen, vorausgesetzt, daß die Faktoren b, c und d im gesamten Kennlinienbereich konstant sind und nur Verzerrungen 2. oder 3. Ordnung auftreten. Treten lineare Verzerrungen vor dem nichtlinearen Glied auf, so wird die Größe aller Verzerrungsfaktoren 2. Ordnung um den Faktor p, die aller Verzerrungsfaktoren 3. Ordnung um p^2 verändert, wenn p der Faktor ist, um den die Amplitude der Meßfrequenz angehoben oder abgesenkt wird. Beim Differenztonverfahren wird die Amplitudenänderung beider Meßtöne ungefähr gleich sein, so daß die Amplitudengleichheit beider Meßtöne als wesentliche Voraussetzung des Meßverfahrens erhalten bleibt. Beim Intermodulationsverfahren wird sich das Pegelverhältnis zwischen den Meßtönen verändern, da sie frequenzmäßig weit auseinanderliegen. Wie aus der theoretischen Betrachtung hervorgeht, hat das jedoch keinen Einfluß auf die Größe des Modulationsfaktors. Maßgebend ist allein die Aussteuerung der Kennlinie durch den tiefen Ton f_1.

Wirken lineare Verzerrungen hinter dem nichtlinearen Glied, so wird bei den in der Magnet- und Nadeltontechnik wirkenden frequenzabhängigen Übertragungsfaktoren am stärksten die Messung des Differenztonfaktors 2. Ordnung beeinflußt. Das liegt daran, daß die auszuwertenden Verzerrungsprodukte frequenzmäßig sehr weit auseinanderliegen und deswegen unterschiedlich linear verzerrt werden. Dagegen wird die Messung des Differenztonfaktors 3. Ordnung und der Modulationsfaktoren 2. und 3. Ordnung praktisch nicht beeinflußt, da die Meßfrequenzen und die entstehenden Seitenfrequenzen relativ dicht beieinander liegen und ihr Verhältnis trotz der linearen Verzerrungen etwa konstant bleibt. Der Klirrfaktor wird durch lineare Verzerrungen mehr oder weniger stark beeinflußt, je nachdem, wie unterschiedlich stark Grund- und Oberwellen linear verzerrt werden.

5. Meßanordnungen

Nachfolgend werden für die einzelnen Verzerrungsmeßverfahren praktisch erprobte Meßanordnungen beschrieben und in Blockschaltbildern dargestellt.

5.1. Klirrfaktormessung

Voraussetzung für eine einwandfreie Klirrfaktormessung ist ein Meßsignal, dessen Klirrfaktor um etwa eine Größenordnung kleiner als der Meßwert sein muß. Nur dann ist garantiert, daß das Meßergebnis nicht durch das Meßsignal selbst verfälscht wird. Als Signalquelle eignen sich die NF-Generatoren GF 20 und GF 22 des VEB Präcitronic, für die $k \leqq 0{,}1\,\%$ angegeben wird.

5.1.1. Auswertung mit Filtern

Die einfachste Art der Klirrfaktormessung besteht darin, mit einem geeigneten Filter, z. B. einer Bandsperre, die Grundwelle zu unterdrücken und den Effektivwert der verbleibenden Oberwellen mit einem Röhrenvoltmeter zu messen. Der Klirrfaktor wird dann nach der oben angegebenen Definition berechnet. Soll ein bestimmter Klirrkoeffizient gemessen werden, so ist der Bandsperre ein schmalbandiges Filter zum Ausfiltern der einzelnen Harmonischen nachzuschalten. Bild 4 zeigt den Meßaufbau. Als Bandsperre wird das Schmalbandfilter SBF 101, als Analysierfilter das Terz-Oktavfilter TOF 101 verwendet, beides Geräte vom VEB Meßelektronik Dresden. Der diesen Filtern nachgeschaltete Hochpaß soll Brummanteile im Meßsignal unterdrücken. Seine Grenzfrequenz muß so groß sein, daß auch Harmonische der Netzfrequenz unterdrückt werden, also 250···300 Hz. Bei der Messung sollte das Meßsignal am Ausgang des Meßobjektes stets oszillografisch kontrolliert werden.

Das SBF 101 hat, als Bandsperre geschaltet, bei der jeweils eingestellten Fre-

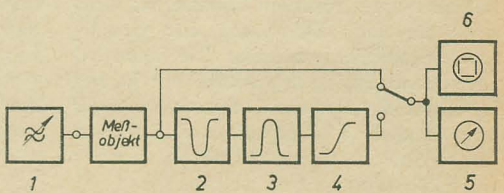


Bild 4: Meßaufbau für Klirrfaktormessung mit Filtern
1 NF-Generator, 2 Sperrfilter zur Unterdrückung der Grundwelle, 3 Bandpaß (Analysator), 4 Hochpaß, 5 Effektivwertmesser, 6 Oszillograf

quenz eine Dämpfung von 50 dB. Damit lassen sich Klirrfaktoren bis etwa 0,5 % messen, ohne daß das Meßergebnis durch Grundwellenanteile verfälscht wird. Das TOF 101 besitzt, als Oktavfilter geschaltet, eine Oktavdämpfung von 40 dB, bei Verwendung als Terzfilter eine Dämpfung von 50 dB im Oktavabstand. Damit ist die Messung von $k_2 \geq 0{,}5\,\%$ und $k_3 \geq 0{,}1\,\%$ möglich, vorausgesetzt, daß eine Meßfrequenz gewählt wird, deren Harmonische mit den Mittenfrequenzen der jeweiligen Filterbereiche übereinstimmt. Dazu muß die Meßfrequenz eine Frequenz der Normterzfolge sein.

Bei Klirrkoeffizientenmessungen an Magnet- und Nadeltongeräten ist zu beachten, daß das Analysierfilter eine genügend große Bandbreite hat. Bei Gleichlaufschwankungen von z. B. 10 ‰ muß die relative Bandbreite $b = \Delta f/f_0 = 0{,}02$ sein. Diese Forderung wird vom TOF 101 erfüllt.

5.1.2. Messung mit Klirrfaktormeßgerät

Das Klirrfaktormeßgrät Typ 3013 des VEB Funkwerk Erfurt gestattet Klirrfaktormessungen und – durch Einschleifen geeigneter Filter – Klirrkoeffizientenmessungen im Bereich von 20···20 000 Hz bis zu Werten von 0,1 %. Es besteht im Prinzip aus einer Grundschwingungssperre mit nachfolgendem Teilschwingungsverstärker sowie einem Gesamtsignalverstärker, dessen Ausgangssignale einem Quotientenmeßinstrument zugeführt werden. Auf diesem Instrument kann der Wert des Klirrfaktors bzw. -koeffizienten unmittelbar abgelesen werden.

Wie aus Bild 5 ersichtlich ist, besteht die Möglichkeit, in den Meßweg Filter einzuschleifen. Mit einem Hochpaß im Meßweg können Brummanteile unterdrückt werden.

Bei der Messung des Klirrfaktors k liegt dann die untere Grenze des Meßbereiches eine Oktave unter der Grenzfrequenz des Hochpasses. Wird das Schmalbandfilter SBF 101 – als Analysator geschaltet – in den Meßweg gebracht, so ist die Messung von k_2 bis zu einer Meßfrequenz von 10 kHz und die Messung von k_3 nur bis etwa 6,5 kHz möglich, da das Filter einen Bereich von 20···20 000 Hz überstreicht.

Das Klirrfaktormeßgerät kann nur zu Messungen von Eintonsignalen mit konstanter Frequenz verwendet werden, da als Grundschwingungssperre eine Brückenschaltung benutzt wird, die im abgeglichenen Zustand einen sehr steilen und schmalbandigen Dämpfungsverlauf besitzt. Das Gerät ist also für Messungen an Magnet- und Nadeltongeräten, sofern das Meßsignal vom bewegten Speicher gewonnen wird, nicht unmittelbar geeignet. Bei Abweichungen von der Meßfrequenz, wie sie infolge der Gleichlaufschwankungen auftreten können, ist nicht mehr die volle Dämpfung der Grundschwingungssperre wirksam. Die Folge ist, daß Grundschwingungsanteile mit in das Meßergebnis eingehen. Dieser Nachteil kann durch Einschleifen eines zusätzlichen Filters, das die Grundwelle breitbandiger unterdrückt, umgangen werden.

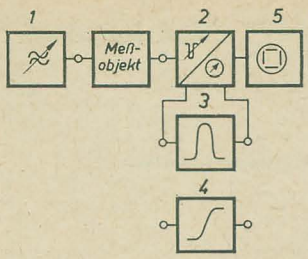


Bild 5: Messung mit Klirrfaktormeßbrücke
1 NF-Generator, 2 Klirrfaktormeßbrücke, 3 Bandpaß, 4 Hochpaß, 5 Oszillograf

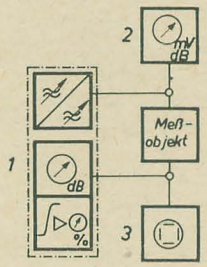


Bild 6: Meßanordnung zur Differenztonmessung
1 Verzerrungsmeßplatz MM 5 mit Gebergerät, Röhrenvoltmeter und Verzerrungsmeßgerät, 2 Röhrenvoltmeter (Spitzenwertmesser), 3 Oszillograf

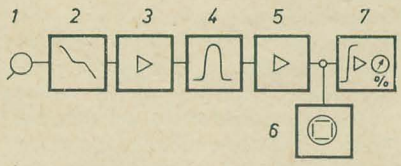


Bild 7: Meßaufbau für die FIM-Messung
1 Abtastsystem, 2 Nadeltonentzerrer, 3 Verstärker, 4 Bandpaß, 5 Verstärker, 6 Oszillograf, 7 Gleichlaufschwankungsmesser

5.2. Differenztonmessung

Differenztonmessungen können mit dem Verzerrungsmeßplatz MM 5 der Fa. Clamann & Grahnert (heute VEB Präcitronic) durchgeführt werden. Der MM 5 besteht aus Gebergerät (NF-Generator), Anzeigegerät (Röhrenvoltmeter) und dem Verzerrungsmeßgerät, einem Filtersatz zum Ausfiltern der verschiedenen Verzerrungsprodukte mit Anzeigeeinrichtung. Die Meßanordnung zeigt Bild 6.

Bei der Differenztonmessung liefert der Geber ein normgerechtes Doppeltonsignal mit einer konstanten Frequenzdifferenz $\Delta f = 70$ Hz. Der Meßbereich erstreckt sich von 200···20 000 Hz. Die Auswertung des Meßsignals erfolgt im Verzerrungsmeßgerät durch Aussieben und Messen der entsprechenden Frequenzanteile. Zur Messung von d_2 wird die konstante Frequenz Δf durch einen Bandpaß mit der Mittenfrequenz von 70 Hz ausgesiebt. Die Verzerrungsprodukte 3. Ordnung bewegen sich jedoch mit den beiden Meßtönen über dem für die Messung vorgesehenen Frequenzbereich. Bei der Messung von d_3 wird deshalb vor das Filter ein rein quadratischer Gleichrichter geschaltet, wodurch die Frequenz Δf nochmals mit den Meßtönen moduliert wird und eine konstante Meßfrequenz $2\Delta f$ entsteht. Diese wird dann durch einen Bandpaß mit der Mittenfrequenz von 140 Hz ausgesiebt. Die Größe der Verzerrungsfaktoren d_2 und d_3 kann auf einem Anzeigeinstrument direkt in Prozent abgelesen werden.

Die Differenztonmessung mit dem MM 5 ist nicht standardgerecht, da die gemessenen Differenztöne auf die arithmetische Amplitudensumme der beiden Meßtöne und nicht – wie vorgeschrieben – auf den Effektivwert des Signalgemisches am Ausgang des Meßobjektes bezogen wird. Eine Abschätzung des Fehlers zeigt aber, daß er bei kleinen Differenztonfaktoren d_2 und d_3 in der Größenordnung der Meßunsicherheit liegt.

Der Pegel des Doppeltonsignals wird zweckmäßigerweise am Eingang des Meßobjektes mit einem Spitzenwertmesser (z. B. QRV 2 des VEB Meßelektronik Dresden) überwacht. Eine Messung am Ausgang ist nicht zu empfehlen, da sie durch Verzerrungsprodukte und lineare Verzerrungen verfälscht werden kann.

5.3. Modulationsfaktormessung

Modulationsfaktormessungen sind ebenfalls mit dem Verzerrungsmeßplatz MM 5 möglich. Das Gebergerät liefert in diesem Fall ein Doppeltonsignal, dessen hoher Meßton eine Frequenz $f_2 = 5000$ Hz besitzt, wogegen die Frequenz f_1 des anderen Meßtones frei wählbar ist. Das Amplitudenverhältnis $u_1 : u_2$ beträgt 10:1. Die Auswertung erfolgt wiederum im Verzerrungsmeßgerät, wobei durch Einschalten verschiedener Filtergruppen die Modulationsfaktoren m_2 und m_3 getrennt gemessen werden können. Die Messung von m_2 ist in einem Bereich von 25···480 Hz, die Messung von m_3 von 25···240 Hz möglich. Der Meßaufbau ist der gleiche wie bei der Differenztonmessung (Bild 6).

Bei Messungen an Systemen mit starker Tiefenanhebung (z. B. Entzerrerverstärker) ist vor den Eingang des Verzerrungsmeßgeräts ein Bandpaß zu schalten, um den stark angehobenen Meßton f_1 voll zu dämpfen. Bei einer Meßfrequenz $f_2 = 5000$ Hz muß die relative Bandbreite $b = \Delta f/f_0 = \Delta f/f_2$ dieses Filters für die m_2-Messung $\geq 0{,}2$ und für die m_3-Messung $\geq 0{,}1$ sein. Das TOF 101 erfüllt diese Anforderungen. Mit der abgebildeten Anordnung können Modulationsfaktoren von 0,5···50 % gemessen werden.

5.4. Messung der Frequenzintermodulation (FIM)

FIM-Messungen werden – wie bereits erwähnt – nur an Nadeltongeräten durchgeführt. Als Testtonträger steht die Meßschallplatte LB 202 des VEB Deutsche Schallplatten zur Verfügung. Auf dieser Verzerrungsmeßschallplatte sind Doppeltöne mit den Frequenzen 300/3000 Hz und einem Pegelverhältnis von 4:1 in verschiedenen Pegelstufen, jeweils für den linken und rechten Kanal sowie in Tiefenschrift, aufgezeichnet. Die Aufzeichnung erfolgte mit einem vertikalen Spurwinkel von 15° und einem horizontalen Spurwinkel von 0° für eine Nadelverrundung von 15 µm.

Über die Dimensionierung wechselspannungsbelasteter Kleinkondensatoren in Schaltungen der Informationstechnik

HANS-JÜRGEN WELZEL

Mitteilung aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Die zweckmäßige Dimensionierung von Kondensatoren in Schaltungen mit reiner Gleichspannungs- oder reiner 50-Hz-Wechselspannungsbeanspruchung sowie deren Kombination ist nach den von Kondensatorenherstellern und Standards erstellten Grenzwerten unproblematisch. Diese Feststellung trifft für Einsatzfälle bei höheren Frequenzen nicht mehr vollständig zu.

In den vergangenen Jahren erfolgte die Dimensionierung in den meisten Fällen nach praktischen Erfahrungen, da für die meisten Kondensatoren nur unzureichende Angaben über die zulässige Wechselspannungsbeanspruchung vorlagen. Um Ausfälle zu vermeiden, mußten die Kondensatoren oft überdimensioniert werden. Dieser Weg ist für die heutigen Serienerzeugnisse der Konsumgütertechnik mit einer Konzentration wechselspannungsbelasteter Kondensatoren aus ökonomischen Gründen nicht mehr gangbar. Außerdem muß auch bei einer bewußten Überdimensionierung ihr Umfang bekannt sein.

Man ist in jedem Fall bestrebt, einen Kondensator so auszuwählen, daß er sämtliche Forderungen, die einander teilweise widersprechen, erfüllt. Das führt dahin, den betreffenden Kondensator weitgehend „auszufahren". Der dadurch bedingte Abbau meist unbekannter Reserven erfordert daher möglichst exakte Angaben und Verfahren für die Dimensionierung, um Ausfälle zu vermeiden.

In diesem Beitrag soll auf Zusammenhänge und praktische Möglichkeiten der Dimensionierung wechselspannungsbelasteter gewickelter Kleinkondensatoren eingegangen werden.

Zunächst eine Betrachtung zu Angaben der DDR- und Fachbereichstandards für Papier- und Polyesterkondensatoren, die in großem Umfang für den Betrieb mit Wechselspannungen auch höherer Frequenzen vorgesehen sind.

Die Nennspannung der Kondensatoren bzw. die zulässige Wechselspannungsbelastbarkeit bei einer Frequenz von 50 Hz ist aus den Standards der Hauptkennwerte ersichtlich. Dabei ist zu beachten, daß sich diese Angaben auf eine Temperatur von 40 °C beziehen. Die maximal zulässige Dauerspannung hängt wiederum von seiner Temperatur ab. Angaben über den Zusammenhang zwischen Dauergrenzspannung, Kondensatortemperatur und Nennspannung enthalten die Standards über „Begriffe, Allgemeine Technische Forderungen, Prüfung und Lieferung". Letztere enthalten auch eine Angabe zur zulässigen Spannungsbelastung, die unabhängig von der Frequenz der überlagerten Wechselspannung gilt und so eine erste Grenze auch für diese Belastungsart setzt: Bei Überlagerung von Wechselspannung darf im Dauerbetrieb der Scheitelwert der Gleichspannung mit überlagerter Wechselspannung die Dauergrenzspannung nicht überschreiten. Weitere Angaben über die zulässige Spannungsgrenze bei Belastung mit Wechselspannung höherer Frequenzen oder deren Überlagerung sind für Papier- und Polyesterkondensatoren noch nicht standardisiert, so daß die vorher erläuterten Schwierigkeiten bei einer möglichst exakten Dimensionierung zum Teil bereits hieraus resultieren. Auch internationale Empfehlungen konnten diese Lücke nicht schließen.

Da aber ein großer Kreis von Anwendern gerade diese Kondensatorarten mit Wechselspannungen belastet, deren Frequenz weit oberhalb der Bezugsfrequenz liegt, bemühte man sich, außerhalb von Standards durch allgemeine Angaben die Belastungsgrenze zu setzen.

So wurde z. B. im Zusammenhang mit dem Ausfall von Papierkondensatoren folgende Reduzierformel für die Berechnung der zulässigen Wechselspannung höherer Frequenz angewandt:

$$U_2 = U_1 \sqrt{\frac{f_1 \cdot \tan \delta_1}{f_2 \cdot \tan \delta_2}}$$

U_2 ist die bei einer beliebigen höheren Frequenz f_2 zulässige Wechselspannungsbeanspruchung, U_1 die bei f_1 vorgegebene.

Diese Beziehung berücksichtigt die realen Verhältnisse aber nur dann, wenn auch innerhalb einer Kondensator-Nennspannungsreihe für jede Abmessung die Spannung U_1 mit f_1 angegeben wird. Wie an anderer Stelle dieses Artikels noch erläutert wird, ist f_1 keineswegs identisch mit der Bezugsfrequenz des Kondensators. Weiterhin muß natürlich der Verlauf von $\tan \delta$ (f) vorliegen. Die Notwendigkeit der der Abmessung zugeordneten Spannung U_1 ergibt sich aus der Erkenntnis, daß bei Beachtung der allgemeinen Belastungsangaben ein Ausfall des Kondensators bei Belastung mit Spannungen höherer Frequenz ausschließlich durch einen Wärmedurchschlag erfolgt.

Im Kondensator wird eine der Verlustleistung

$$P_v = \omega \, CU^2 \tan \delta$$

entsprechende Wärmemenge erzeugt.

Die von ihm an seine Umgebung abgegebene Wärmemenge $Q = \alpha \cdot A \cdot \Delta \vartheta$ hängt von der Kondensatoroberfläche A, der Wärmeübergangszahl α und der Temperaturdifferenz $\Delta \vartheta$ ab.

Damit kein Wärmedurchschlag erfolgt, muß sich ein stabiler Zustand einstellen, so daß bei zufälliger Erhöhung der Temperatur die zugeführte Wärmemenge kleiner als die abgegebene bleibt.

Demzufolge darf bei Belastung mit Wechselspannung und den dabei auftretenden dielektrischen Verlusten die Temperatur im Inneren des Kondensators in keinem Fall einen bestimmten Wert überschreiten.

Die Belastungsgrenze wird durch die Temperaturerhöhung gesetzt. Die zulässige Erhöhung liegt in der Größenordnung von $\Delta \vartheta = 10$ °C. Da der gesamte Wärmewiderstand auch von der Kondensatoroberfläche abhängig ist, geht die Geometrie in den Belastungsgrenzwert ein. Dieser Umstand wäre notwendigerweise bei der Angabe von U_1 zu berücksichtigen. Die über die Reduzierformel

---

Fortsetzung von Seite 676

Vom Plattenabspielgerät gelangt das Meßsignal auf einen Bandpaß, der die Störanteile ausfiltert. Der Bandpaß muß eine genügend große Bandbreite besitzen, um möglichst das volle Spektrum der Modulationsprodukte passieren zu lassen. Ein Oktavfilter dürfte im allgemeinen ausreichend sein.

Die Auswertung kann mit jedem Gleichlaufschwankungsmesser erfolgen, der für eine Testfrequenz von 3150 Hz ± 10% vorgesehen ist. Zur Unterdrückung der durch Gleichlaufschwankungen entstehenden Frequenzmodulation ist anstelle des Bewertungsfilters für die Gleichlaufschwankungsmessung ein RC-Glied mit einer Zeitkonstanten von $\tau = 1$ ms einzuschleifen. Der Frequenzgang des Anzeigeverstärkers verläuft dadurch nicht bis 6 Hz linear, sondern fällt ab 200 Hz mit 6 dB je Oktave ab.

Mit der im Bild 7 dargestellten Meßanordnung können FIM-Werte bis 10% gemessen werden.

Im allgemeinen sind Werte zwischen 0,5% und 2,5% zu erwarten.

berechnete Spannung U_2 bei einer höheren Frequenz ist der Grenzwert, der unter Beachtung des Verlustwinkels und seiner Frequenzabhängigkeit die gleiche Kondensatorerwärmung verursacht wie die Spannung U_1 bei f_1. Dabei sind Toleranzeinflüsse natürlich unberücksichtigt. Diese führen dann zu exemplarbedingten Abweichungen, die aber innerhalb der Sicherheitsgrenze liegen müssen. Dem Anwender müßten alle diesbezüglichen Angaben vorgegeben werden. Da diese auch in den Standards nicht enthalten sind, ist in der gesamten Betrachtungsweise so kein Fortschritt erzielt worden.

Erfreulicherweise hat sich in den vergangenen Jahren international eine für den Anwender sehr zweckmäßige Belastungsangabe für den erläuterten Fall durchgesetzt, für die auch die vorstehenden Betrachtungen gültig sind. Für jede Nennspannungsreihe wird die zulässige sinusförmige Wechselspannungsbelastung als Funktion der Frequenz direkt in Diagrammform vorgegeben. Die Abmessung als Parameter ist über die Kapazität eingeführt. Die Angabe der zulässigen Umgebungstemperatur erfolgt damit im Zusammenhang. Bild 1 zeigt eine solche Darstellung.

Auffällig ist, daß die zulässige Wechselspannungsbelastbarkeit bis zu einer bestimmten, von der Bezugsfrequenz von 50 Hz erheblich nach oben abweichenden Frequenz konstant bleibt. Das widerspricht den vorangegangenen Betrachtungen hinsichtlich der Temperaturerhöhungen. In diesem Bereich wird aber die zulässige Belastung noch nicht durch die dielektrischen Verluste, sondern durch den Glimmeinsatz bestimmt. Das ist auch der Grund dafür, weshalb in der vorher diskutierten Reduzierformel die Spannungsangabe U_1 nicht identisch sein kann mit der bei der Bezugsfrequenz von 50 Hz. Die dielektrischen Verluste bestimmen erst bei einer höheren Frequenz die Belastbarkeit. Oberhalb dieser Frequenz beginnt die Reduzierung der zulässigen Wechselspannungskomponente über die zugrundegelegte zulässige Temperaturerhöhung.

In diesen Diagrammen kann der Kondensatorenhersteller sämtliche Einflußfaktoren und ihre Toleranzen sowie die Wahrscheinlichkeit ihres Auftretens berücksichtigen.

Die Anwendung dieser Diagramme für sinusförmige Wechselspannungsbeanspruchung bzw. dieser in Verbindung mit einer Gleichspannung ist übersichtlich und soll daher nicht näher erläutert werden.

Die allgemeinen Festlegungen zum Grenzwert der Scheitelspannung und der Dauergrenzspannung gelten natürlich unabhängig hiervon, so daß zusammengefaßt folgende unabhängige Kriterien zu beachten sind:

1. $U_{zul} \leqq U\,(f)$ nach Bild 1
   (Der Glimmeinsatz ist im Diagramm berücksichtigt)
2. $\hat{U}_{zul} \leqq U_g\,(\vartheta)$

Diese Diagramme sind für alle Kondensatorenarten zweckmäßig, für die die diskutierte Belastungsart im Vordergrund steht. Sehr häufig wird aber in der Praxis der Fall vorliegen, daß die Spannung am Kondensator nicht sinusförmig verläuft. Auch für diesen Fall lassen sich die beschriebenen Reduzierdiagramme für eine exakte Dimensionierung benutzen, wie der folgende Vorschlag zeigen soll. Dabei wird davon ausgegangen, daß die Reduzierkurven im Bereich der Spannungsabsenkung praktisch Werte gleicher Kondensatorerwärmung darstellen. Berücksichtigt man also den Anteil der einzelnen Teilschwingungen an der Gesamterwärmung und bildet daraus einen resultierenden Effektivwert einer äquivalenten sinusförmigen Belastung, kann dieser der vorgegebenen zulässigen sinusförmigen Belastung gegenübergestellt werden.

Hierzu zerlegt man die nichtsinusförmige Spannung zunächst in die einzelnen Teilschwingungen. Das kann sowohl rechnerisch als auch meßtechnisch erfolgen. Dann wird aus dem Reduzierdiagramm für die voraussichtlich einzusetzende Nennspannung das Reduzierverhältnis K_f für jede Teilschwingung, bezogen auf die Grundfrequenz f_1, berechnet. Prinzipiell könnte natürlich dieser Bezug auf jede beliebige andere Frequenz erfolgen, ohne am Ergebnis etwas zu ändern; zwecks besserer Übersicht wird die Grundfrequenz vorgezogen. Danach werden die bewerteten Effektivwerte der einzelnen Teilschwingungen zum resultierenden Effektivwert einer der Erwärmung äquivalenten sinusförmigen Spannung mit der Frequenz f_1 addiert. Diesen so berechneten Wert stellt man der zulässigen Belastung bei der gleichen Frequenz gegenüber. Liegt der berechnete Wert oberhalb des zulässigen, muß der Vorgang z. B. für die nächsthöhere Spannungsreihe wiederholt werden; liegt er wesentlich darunter, so ist die Berechnung für die niedrigere Spannungsreihe durchzuführen. Es gilt demnach:

$$U_{f_1\,zul} \geqq \sqrt{U^2_{f_1} + k^2_{f_2} U^2_{f_2} + \cdots + k^2_{f_n} U^2_{f_n}}$$

mit

$$k_{f_{2\ldots n}} = \frac{U_{f_1\,zul}}{U_{f_{2\ldots n}\,zul}}$$

$U_{f1\ldots n}$ sind die Ist-Werte der in die einzelnen Teilschwingungen zerlegten Spannung.

Da der Zeitaufwand für die Frequenzanalyse u. U. sehr groß ist, sollte diese Analyse im Rahmen der Toleranz- und Belastungsuntersuchungen nur einmal erfolgen. In der Praxis zeigt sich meist, daß die Kurvenform im wesentlichen unverändert übernommen werden kann, wenn bei beibehaltener Schaltungskonzeption innerhalb normaler Toleranzen im Verlaufe der Arbeiten abweichende Spannungsbelastungen festgestellt werden und eine erneute Überprüfung notwendig ist. Dann reicht es aus, die einmal ermittelten Verhältnisse der einzelnen Teilschwingungen zur Grundwelle zu benutzen, um die neuen Spannungswerte bei den einzelnen Schwingungen aus dem neuen Gesamtmeßwert zu berechnen.

Liegen vom Hersteller noch Angaben über die zulässige Impulsbelastung vor, so stellen diese eine weitere Einschränkung bezüglich der oberen Frequenzgrenze bei nichtsinusförmigen Belastungen dar.

Abschließend soll ein Beispiel die Anwendung dieses Dimensionierungsverfahrens verdeutlichen. Dabei wird von dem Diagramm in Bild 1 ausgegangen.

Für einen Kapazitätswert von 0,1 μF der Spannungsreihe 630 V sei eine nichtsinusförmige Spannungsbelastung von 22,2 V gemessen worden. Die Frequenzanalyse ergibt

$U_{f1} = 20$ V $U_{f2} = 9{,}4$ V

$f_1 = 10$ kHz $f_2 = 50$ kHz

Die zulässige Belastung bei $f_1 = 10$ kHz beträgt nach dem Diagramm bis zur Grenztemperatur $U_{f1\,zul} = 34$ V. Bei $f_2 = 50$ kHz ist eine Belastung von $U_{f2\,zul} = 11{,}6$ V zulässig. Das Reduzierverhältnis beträgt

$$k_{f_2} = \frac{34{,}0}{11{,}6} = 2{,}93$$

Die bezüglich der Erwärmung äquivalente Belastung beträgt

$$U_{f_1} = \sqrt{20^2 + 2{,}93^2 \cdot 9{,}4^2} = 34{,}0\ \text{V},$$

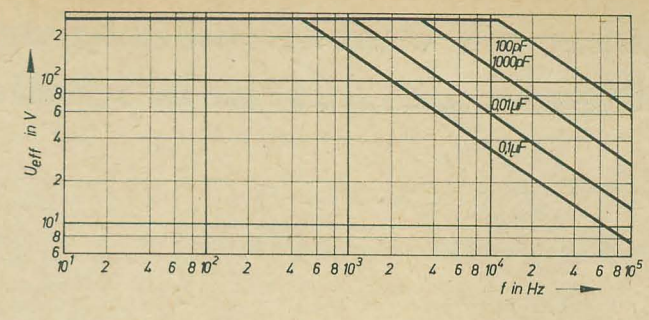
d. h.

$$U_{f_1} = U_{f_1\,zul}$$

Die tatsächliche Belastung ist für die gewählte Kondensatorennennspannung und -art noch zulässig.

Das Beispiel verdeutlicht aber auch, wie die Belastbarkeit durch höhere Frequenzanteile beeinflußt wird.

Bild 1: Zulässige Wechselspannungsbelastbarkeit bestimmter Polyesterkondensatoren, Nennspannung 630 V



Literatur

[1] Rint, Curt: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker. Bd. 1. Verlag für Radio–Foto–Kinotechnik, Berlin 1952

[2] Oburger, W: Die Isolierstoffe der Elektrotechnik. Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1957

[3] Firmengruppe Roederstein: Handbuch Bauelemente. Ausgabe 1968/69

[4] TGl. 9291, TGL 200-8276, TGL-E. 200-8426

Theoretische Grundlagen des Fernsehens – Betrachtungen zu einem Fachbuch

Mit diesem Beitrag wird ein Fachbuch vorgestellt, in dem theoretische Probleme der Fernsehtechnik behandelt werden. Es handelt sich um das Fachbuch

„Stanciu, Fernsehen – Theoretische Grundlagen".

Mit dieser Vorstellung wird die Absicht verbunden, den Leser dieser Zeitschrift tiefgründiger über ein Fachbuch zu informieren, als es ihm im allgemeinen anhand einer Anzeige oder beim flüchtigen Durchsehen des Buches in einer Buchhandlung möglich ist. Darüber hinaus soll dieser Beitrag aber auch einen Überblick über solche Randprobleme der Fernsehtechnik geben, die oft bei der Behandlung konkreter technischer Fragen unbeachtet bleiben. Dies liegt im allgemeinen daran, daß sie sowohl physikalischer als auch informationstheoretischer Natur sind, also nicht unmittelbar mit der Geräte- bzw. Anlagentechnik verbunden sind. Derartige Randprobleme sind jedoch wichtig, um unter anderem künftige Fernsehübertragungsmöglichkeiten entwickeln bzw. erkennen und verstehen zu können. Ihre Kenntnis hilft jedenfalls aus der engen Betrachtungsweise herauszukommen, die sich auf Grund der heutzutage vorherrschenden Technik einstellen kann, denn die von uns realisierte Technik stellt eben nur eine der vielen möglichen Übertragungsarten dar.

Und nun zum Autor und zu seinem Buch. Der Autor, Dr.-Ing. N. Stanciu, ist Technischer Direktor des Fernsehzentrums Bukarest. In seinem Buch hat er folgende Themen aufgenommen:

- Gegenstand und Anwendung des Fernsehens
- Eigenschaften des optischen Strahlungsfeldes
- Visuelle Wahrnehmung von Bildern
- Funktionsprinzipien von Fernsehsystemen
- Spektrum des Fernsehsignals
- Übertragung der Fernsehinformation
- Grundlegende Eigenschaften und Parameter des Fernsehbildes

In dem ersten Teil präzisiert der Autor den Begriff „Bild". Er unterscheidet zwischen einem primären und einem sekundären Bild. Während das primäre Bild unabhängig existiert, ist das sekundäre Bild vom primären abhängig und wird von einem optischen System erzeugt. Dann geht der Autor auf das heutzutage vorherrschende Prinzip der elektrischen Bildübertragung ein und klassifiziert anschließend die Fernsehsysteme, und zwar hinsichtlich ihrer Anwendungen, ihrer Verbindungen vom Sende- zum Empfangsort, der Art der Erzeugung des optischen Strahlungsfeldes und ihrer qualitativen Möglichkeiten der Bildwiedergabe (z. B. stereoskopisches Farbfernsehsystem).

Im zweiten Abschnitt des Buches erläutert der Autor die Eigenschaften des optischen Strahlungsfeldes. Um ein solches Feld zu beschreiben, ist ein entsprechendes System von Größen und Einheiten der Strahlung erforderlich. Es werden daher u. a. die strahlungsphysikalischen und fotometrischen Größen und Einheiten behandelt. Die ersteren berücksichtigen allerdings nicht die Reaktion des Menschen als Strahlungsempfänger. Im Gegensatz zu ihnen basieren die fotometrischen Größen also auf physiologischen Vorgängen.

Im dritten Abschnitt des Buches werden die Zusammenhänge bei der visuellen Wahrnehmung von Bildern gezeigt. Zu Anfang dieses Hauptabschnittes wird der Sehprozeß als Informationsübertragung abgehandelt, und zwar jeweils unter dem physiologischen und dem informationstheoretischen Aspekt. Aber nicht nur diese Fragen sind bei der Entwicklung von Fernsehsystemen und vor allem bei der Festlegung von Fernsehnormen wichtig, sondern auch die sich anschließenden Probleme über die Trägheit beim Sehprozeß und über die visuelle Wahrnehmung von Leuchtdichteunterschieden, -sprüngen und Bilddetails.

Weitere Betrachtungen in diesem Hauptabschnitt berühren die Probleme der visuellen Wahrnehmung von Farbe und Räumlichkeit. Der Autor kommt hierbei zu dem Schluß, daß künftige Systeme des stereoskopischen Fernsehens die Bilder derart wiedergeben müssen, daß sich der Betrachter seinen Platz frei wählen kann, wobei allerdings der Stereoeindruck an jeder Stelle unterschiedlich sein muß, ähnlich wie bei der direkten Betrachtung des Objekts. Hierzu ist es jedoch erforderlich, daß das Bild des Objekts von mehreren Punktepaaren aus aufgenommen wird, die um das Objekt herum verteilt sind.

Bei der Behandlung der Funktionsprinzipien im vierten Hauptabschnitt bleibt der Autor in der Gegenwart stehen, und bezieht nur die heutzutage realisierten Übertragungsmöglichkeiten in seine Betrachtungen ein. Bei unserer heutigen Bildübertragungsmöglichkeit verwandelt im allgemeinen ein optisches System das Primärbild eines Objekts in ein ebenes optisches Bild mit den Leuchtdichtewerten $L(x, y, t)$ für Schwarzweiß und $L(x, y, \lambda, t)$ für Farbübertragung, und diese Leuchtdichtewerte werden wiederum in entsprechende Stromwerte $i(t)$ umgewandelt. Aus diesem Verfahren resultiert das von unserem System her bekannte Prinzip der Bildzerlegung. Im Zusammenhang mit der Bildzerlegung und der Bildwiedergabe ergeben sich folgerichtig die entsprechenden Forderungen für die Synchronisierungsmaßnahmen, womit auch die Bedingungen für die Festlegung des Fernsehsignals und die Konzeption für die erforderlichen Funktionseinheiten eines Fernsehsystems gegeben sind.

Der fünfte Hauptabschnitt ist dem Spektrum des Fernsehsignals gewidmet. Bekanntlich ist das Spektrum dieses Signals unendlich breit, und es ist daher nicht vollständig zum Empfänger übertragbar. Man muß also Verzerrungen des Fernsehsignals in Kauf nehmen. Um jedoch diese Verzerrungen korrekt einzuschätzen und damit auch die Übertragungskanäle optimal nutzen zu können, ist die Kenntnis über die Art des Spektrums besonders wichtig.

Der Autor untersucht zunächst der Einfachheit halber das Spektrum unbewegter Bilder. Bei der Analyse geht er davon aus, daß das abzutastende Bild in beiden Koordinatenrichtungen x und y beliebig wiederholbar ist. Mit dieser Festlegung kann mit Hilfe der Fourierentwicklung die Funktion der Leuchtdichteverteilung beschrieben werden. Als Ergebnis ergibt sich ein diskretes Spektrum von Null bis Unendlich, das aus sogenannten Grundfrequenzen besteht, die wiederum ein Vielfaches der Zeilenfrequenzen darstellen. Um diese Grundfrequenzen bilden sich weiterhin sogenannte Sekundärspektren, die ein Vielfaches der Bildfrequenz darstellen.

Weiterhin wird der Einfluß der Abtastblende untersucht. Bei den vorhergehenden Betrachtungen wurde nämlich eine unendlich kleine Abtastblende vorausgesetzt. Der Autor kommt hierbei zu dem Schluß, daß das reale Abtastsystem mit einem Strahl endlicher Abmessungen in bezug auf das Grundspektrum durch die Reihenschaltung zweier Vierpole dargestellt werden kann, und zwar von einem Vierpol ohne Aperturfehler und einem mit einer Frequenzcharakteristik, die vom Verzerrungsfaktor der Blende abhängig ist. In diesem Zusammenhang werden weitere Fragen der Aperturverzerrungen behandelt.

Den Schluß des fünften Hauptabschnittes bilden Betrachtungen zur Übertragung bewegter Bilder. Bei der Untersuchung dieser Übertragungsverhältnisse muß man zunächst davon ausgehen, daß sich der Inhalt eines Bildes von dem Inhalt des vorhergehenden Bildes unterscheidet. Mit dieser Annahme ist zu keinem Zeitpunkt am Empfangsort die Gewißheit vorhanden, welches Signal eintrifft. Das Bildsignal entspricht damit einer Zufallsfunktion, und das bei der Übertragung unbewegter Bilder ermittelte Spektrum verliert somit seinen Sinn, da sich die Amplituden und Phasen der Signalkomponenten mit dem Bildinhalt ständig ändern. Die Untersuchung der Übertragungsverhältnisse für bewegte Bilder ist nur mit statistischen Methoden möglich. Zu diesem

Zweck benutzt man das energetische Spektrum des Fernsehsignals, das die Verteilung der Signalleistung in Abhängigkeit von der Frequenz in einer bestimmten Zeitperiode zeigt. Aus den weiteren Betrachtungen des Autors geht dann u. a. hervor, daß bei der Übertragung von Bildern, die nur aus vertikalen Streifen bestehen, die Energie nur in der Nähe der Harmonischen der Zeilenfrequenz verteilt ist.

Gleichen sich solche Bilder über eine längere Zeit, dann reduziert sich das Spektrum auf Spektrallinien, die mit der Zeilenfrequenz aufeinander folgen. Ebenso läßt sich ableiten, daß das energetische Spektrum des Fernsehsignals um so breiter wird, je unterschiedlicher der Bildinhalt in der horizontalen Ebene ist.

Kommen wir nun zum sechsten Hauptabschnitt, in dem der Autor informationstheoretische Betrachtungen anstellt. Diese Betrachtungen stehen im Zusammenhang mit der Übertragung analoger Signale und mit dem Übertragungskanal sowie dessen Übertragungskapazität. Ein Abschnitt ist der Verringerung der Bandbreite des Fernsehsignals gewidmet. Dies ist ein Problem, das für die Zukunft oder für kommerzielle Einrichtungen große Bedeutung erlangen wird. Der Autor sieht den Ansatz der Problemlösung darin, daß die Informationsadaption zwischen Übertragungskanal und Informationsquelle als auch die zwischen Übertragungskanal und Empfänger gewährleistet sein muß. Er weist weiter nach, daß ein beachtlicher physiologischer Informationsüberfluß vorliegt, weil das menschliche Auge in einer Sekunde hunderttausend Elemente aufnehmen kann, während das Fernsehsystem in dieser Zeit $1{,}3 \times 10^7$ Elemente überträgt.

Ebenso weist er darauf hin, daß bei der Berücksichtigung der Korrelation der benachbarten Elemente des Bildes die Entropie um die Hälfte vermindert wird, wonach also auch die Möglichkeit besteht, die Kapazität des Übertragungskanals zu reduzieren. Geht man noch einen Schritt weiter und berücksichtigt auch noch den vorhandenen statistischen Zusammenhang zwischen entfernteren Elementen, dann ließe sich das Spektrum in noch viel größerem Maß reduzieren.

Als eine bereits realisierte Bandbreitenverringerung führt der Autor die Bildübertragung aus dem Kosmos an, bei der das Prinzip der Vergrößerung der Übertragungszeit angewendet wurde, das eine Verringerung der Durchlaßbreite ermöglicht.

Im letzten Hauptabschnitt befaßt sich der Autor mit einigen Eigenschaften der Fernsehbildparameter. Hierunter fallen solche Parameter wie Bildgröße, Bildgeometrie, Leuchtdichte, Kontrastumfang, Auflösung, Konturenschärfe, Bildschärfe. Weiterhin geht der Autor auch auf Bildstörungen und die interessante Frage der Qualitätsbewertung des Fernsehbildes ein.

Orlik

Das Buch erscheint im VEB Verlag Technik und ist in jeder Buchhandlung zum Preis von 14,– M erhältlich.

Otto Morgenroth

Minilexikon

für Radiotechnik, Nachrichten- und Unterhaltungselektronik

Teile 1 bis 3

Reihe: Der junge Funker

Militärverlag der DDR, Berlin 1972

Broschüre, je Teil 1,90 M

Das in 3 Teile gegliederte Lexikon enthält etwa 2000 Stichwörter. Auf rund 300 Seiten werden Begriffe des Amateurfunks, der Elektroakustik, des Fernsehens, der Halbleiter- und Röhrentechnik, der Nachrichten- und Rundfunktechnik in lexikalischer Kurzform erläutert. Zahlreiche Bilder ergänzen diese Ausführungen, und ein themenbezogenes Literaturverzeichnis am Schluß des Lexikons ermöglicht es, bei Bedarf auf eine ausführlichere Informationsquelle zurückzugreifen.

Wie es bei 2000 Stichwörtern nicht anders sein kann, hat sich der Autor auf Grundbegriffe konzentriert, auf die Begriffe, die ein Neuling kennen muß, wenn er die Fachliteratur durcharbeitet oder sich auf eine Prüfung vorbereitet. Wohltuend dürfte für ihn sein, daß er endlich einmal die neuen modernen Begriffe erläutert bekommt, ohne Spezialliteratur zur Hand nehmen zu müssen. Weniger instruiert dürfte er sich jedoch fühlen, wenn er die komplexen Stichwörter wie Fernsehempfänger, Fernsehen, Rundfunkempfänger usw. studiert, deren Sinn bestimmt bereits zu seinem Wortschatz gehören. Hier wäre m. E. ein kurzer obligatorischer Hinweis angebrachter als eine lückenhafte längere Ausführung.

Aber das beeinträchtigt keineswegs den Informationswert dieser drei Bände. Traurig wird allerdings ein Mechaniker der Unterhaltungselektronik sein, der nach Begriffen der Nadel- und Magnettontechnik sucht. Er findet sie nämlich nicht, obwohl auch diese zur Unterhaltungselektronik gehören. Das kann sicher bei Neuauflagen nachgeholt werden. Wer diesen oder jenen Begriff vergeblich sucht, der mag bedenken, daß es sich bei dem Minilexikon erstens um eine Miniausführung handelt, also eine abgegrenzte Auswahl notwendig ist, zweitens die Begriffe der modernen Halbleiter- und Fernsehtechnik meines Wissens noch in keinem Werk zusammengefaßt sind. Es handelt sich also um Pionierarbeit.

Auf das sehr preiswerte Minilexikon wartet eine große Schar Wissensdurstiger. Es wird bestimmt mehrere Auflagen erleben, und es wäre wünschenswert, diesen oder jenen Begriff neu aufzunehmen. Da für einen einzigen Bearbeiter das Aufspüren dieser als notwendig erachteten Begriffe sehr zeitraubend sein dürfte, sollte die große Gemeinde der Elektronikfans aktiv werden und dem Autor neue Begriffe zu seiner Auswahl zur Verfügung stellen.

So kann man denn dem Minilexikon wünschen, daß es auf recht vielen Studiertischen zu finden ist und vielen Neulingen (nicht nur denen des Amateurfunks) den Weg in eine faszinierende Technik oder einen Hobbyberuf ebnet.

K.-H. Finke

Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik, Elektroakustik, Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 11 (1972)

■ **Optimaldemodulator für amplitudenmodulierte FM-Unterträger**

Es wird der Entwurf eines Optimaldemodulators für amplitudenmodulierte Frequenzmodulations-Unterträger behandelt. Eine solche Modulationsart wird z. B. bei der Bildübertragung von Wettersatelliten nach dem APT (Automatic picture transmission)-System benutzt.

■ **Was ist Kommunikationstheorie?**

■ **Zur Berechnung digitaler Frequenzteiler unter Verwendung von linearen Schieberegistergeneratoren maximaler Länge**

Ausgehend von linearen Schieberegistergeneratoren maximaler Länge werden bezüglich der Schiebespeicherzahl minimale synchrone k-Frequenzteiler für beliebiges k mit einem Zustandsdiagramm in „bush"-Form berechnet. In einem Anhang sind solche k-Frequenzteiler bis k = 10 000 tabelliert.

■ **Über die Längen-Gewichts-Verteilung der Elemente eines zyklischen Codes**

Die Beurteilung der Wirksamkeit zyklischer (n,m) Codes (n = Blocklänge; n-m = Kontrollschrittzahl) auf realen Nachrichtenkanälen erfordert es u. a., die Wahrscheinlichkeit y_{wl} dafür zu bestimmen, daß die Code-Worte vom Gewicht w und der Länge l auftreten.

Die Anzahl a_{wl} der Codeworte vom Gewicht w und der Länge l lassen sich für Codedimensionen m < 20 mit vertretbarem Aufwand durch Betrachtung jedes einzelnen Codewortes bestimmen (Geradezumethode).

Erstreckt man die Längen-Gewichts-Analyse nur auf die zyklischen Repräsentanten des Codewortes, so sinkt die Rechenzeit auf etwa den n-ten Teil.

Es wird ein Verfahren zur Bestimmung der zyklischen Repräsentanten und der Berechnung deren Längenverteilung bei beliebigen zyklischen Codes beschrieben.

■ **Zur näherungsweisen Erzeugung harmonischer Zeitfunktionen mit Walsh-Funktionen**

Die Approximation harmonischer Spannungen, Ströme oder Leitwerte durch eine entsprechende Treppenkurve erweist sich als ein integrationsfreundliches, zur Anwendung von Mikroelektronik geeignetes Verfahren. Durch Anwendung der Theorie der Walshfunktionen lassen sich Beziehungen zur Minimisierung der Anzahl der erforderlichen elektronischen Schalter sowie zur Dimensionierung der verwendeten Widerstände oder Leitwerte angeben.

■ **Zur Weiterentwicklung der thermischen Elektronenstrahl-Bearbeitung dünner Schichten**

Es wird über neue Ergebnisse auf dem Gebiet der thermischen Elektronenstrahlbearbeitung berichtet.

■ **Eine neue Endikon-Ablenkeinheit aus dem VEB Studiotechnik Berlin**

Der Autor beschreibt eine Konstruktion für Endikon-Ablenkeinheiten, die sich bei Verwendung von Hochschulterablenkspulen durch geringe Fokussierleistung und kleinen Außendurchmesser auszeichnet.

Bauelemente und -gruppen — **Fernsehtechnik**

Das Verhalten von Bildaufnahmeröhren bei der Übertragung bewegter Objekte

Dr. L. Jung und Dipl.-Ing. H. Stadlmann

Nach einer theoretischen Analyse der verschiedenen Ursachen für Trägheitseffekte in Bildaufnahmeröhren werden zwei verschiedene Meßverfahren beschrieben. Die Meßergebnisse der beiden Verfahren an 3″- und 4½″-Superorthikons, Plumbicons und Vidikons werden erläutert. Sie geben Aufschluß über das praktische Betriebsverhalten, die Signalentstehung und den Speichermechanismus in diesen Röhren.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 20, S. 653

Elektronische Meßtechnik — **Elektroakustik**
analog

Meßtechnik für die Heimakustik: Verzerrungsmeßtechnik

Dipl.-Ing. Lutz Wellner

Aufbauend auf dem vorangegangenen Beitrag dieser Reihe „Meßtechnik für die Heimakustik" in den Heften 15 und 16 (1972), der neben der speziellen Thematik der Messung von Störsignalen auch die Grundlagen der elektroakustischen Übertragung behandelte und eine Übersicht über die elektroakustische Meßtechnik gab, beschäftigt sich dieser Beitrag ausführlich mit den Problemen der Verzerrungsmeßtechnik. Nach Abschätzung der Störwirkungen werden spezielle Verzerrungsmeßverfahren und praktisch erprobte Meßanordnungen anhand von Blockschaltbildern beschrieben.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 19, S. 638 und H. 20, S. 675

Elektronische Funktionsgruppen — **Antennen- und Wellenausbreitung**
analog

UHF-Konverter in Streifenleitertechnik

Dipl.-Ing. F. Engelbert und Ing. H.-J. Zobirei

Dieser Beitrag beschäftigt sich mit einigen theoretischen Grundlagen von Streifenleitungs(Microstrip)-Resonatoren, wobei als Anwendungsbeispiel die Realisierung eines UHF-Konverters in gedruckter Schaltung gezeigt wird. Diese Bauweise unterscheidet sich prinzipiell von der herkömmlichen Gestaltung der Resonanzkreise in Koaxialtechnik.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 20, S. 658

Bauelemente und -gruppen

Über die Dimensionierung wechselspannungsbeiasteter Kleinkondensatoren in Schaltungen der Informationstechnik

H.-J. Welzel

Der Autor geht zunächst auf vorliegende Vorschriften der verbindlichen Standards zur Dimensionierung von Kondensatoren in Schaltungen ein und zeigt über die physikalischen Zusammenhänge, daß diese Standardwerke im Falle der Belastung der Kondensatoren mit Spannungen höherer Frequenz unzureichend sind. Außerdem wird eine sich jetzt durchsetzende Belastungsangabe für sinusförmige Wechselspannungen diskutiert und in der Anwendung durch einen Vorschlag auch auf nichtsinusförmige Spannungen erweitert.

radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 20, S. 677

Elektronische Funktionsgruppen
digital

Schmitt-Trigger mit Speichervermögen

Dipl.-Ing. F. Schwabe und Dipl.-Ing. H. Hinze

In der digitalen Meßtechnik ist es oft erforderlich, Schwellwertschalter mit einer sehr hohen Frequenz abzufragen oder die getriggerten Meßsignale in einen Zwischenspeicher einzulesen, der aus Flip-Flops besteht.
Dieser Beitrag zeigt eine Möglichkeit, die Schmitt-Trigger mit einer aus logischen Gliedern bestehenden Selbsthaltung zu versehen, die einfacher und billiger als Flip-Flops ist.

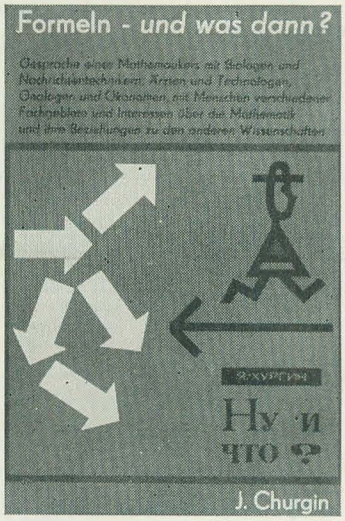
radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 20, S. 673

Formeln – und was dann?

Die Grundgedanken der wichtigsten mathematischen Disziplinen

Von J. Churgin

Aus dem Russischen.
252 Seiten, 140 Abbildungen, 12 Tafeln, Halbleinen
9,– M



Der Autor legt in diesem Buch in allgemeinverständlicher und vor allem in unterhaltsamer und aufgelockerter Form einige der wichtigsten Disziplinen der Mathematik (Optimierung, Graphen-, Spiel- und Informationstheorie, Warscheinlichkeitsrechnung, mathematische Maschinen u. a.) dar. Anhand von Dialogen mit Vertretern der verschiedenen Fachrichtungen wird gezeigt, wie man die Mathemathik in anderen Wissenschaften anwenden kann.

Das Buch im Spiegel der Presse:

„... Ein Buch, das im Plauderton wichtige Erkenntnisse vermittelt, für viele den Nebelschleier vor der Mathematik lüftet, unbegründete Vorurteile abbaut; das – kurz gesagt – nützlich ist."

Urania, Berlin

„... Das Ganze ist humorvoll geschrieben, zeugt von einem Autor, der sein Metier beherrscht, ist gut übersetzt und bearbeitet und bringt den Lesern mit Gewinn der Mathematik näher."

Deutsche Bauinformation, Berlin

Durch jede Buchhandlung erhältlich

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN